

# **Servoantriebe mit unterlagerter Zweipunktregelung ihrer Drehbeschleunigung**

Von der Fakultät Elektrotechnik  
der Universität Stuttgart  
zur Erlangung der Würde eines  
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)  
genehmigte Abhandlung

vorgelegt von  
**Dipl.-Ing. Herbert Gambach**  
geboren in Wangen i.A.

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. habil. A. Boehringer  
Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. habil. E. Lüder  
Tag der mündlichen Prüfung: 9. Februar 1993

Institut für Leistungselektronik und  
Anlagentechnik der Universität Stuttgart

## Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Leistungselektronik und Anlagentechnik der Universität Stuttgart.

Besonders herzlich danke ich meinem verehrten Lehrer, Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. A. Boehringer, für die Anregung und Förderung dieser Arbeit sowie für seine Unterstützung durch zahlreiche Gespräche und wertvolle Ratschläge.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. E. Lüder, Direktor des Instituts für Netzwerk- und Systemtheorie danke ich sehr für die Übernahme des Mitberichts und für das freundliche Interesse, das er dieser Arbeit entgegengebracht hat.

Meinen Kollegen am Institut für Leistungselektronik und Anlagentechnik danke ich für die vielen fruchtbaren Diskussionen und die außerordentlich freundschaftliche Zusammenarbeit.

## Inhaltsverzeichnis

	Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen, Indizes und Abkürzungen	6
<b>Teil I</b>	<b>Problemstellung und grundsätzliche Lösung</b>	
1.	<u>Einleitung</u>	9
2.	<u>Grundsätzliche Überlegungen zur regelungstechnischen Struktur reaktionsschneller Servoantriebe</u>	9
3.	<u>Realisierung eines lagegeregelten Demonstrations-Servoantriebs mit unterlagerter Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors</u>	14
3.1	Komponenten des Demonstrations-Servoantriebs	14
3.1.1	Elektrische Maschine und leistungselektronisches Stellglied	14
3.1.2	Unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors	17
3.1.3	Überlagerte Regelschleifen für die Winkelgeschwindigkeit und den Drehwinkel des Rotors	22
3.2	Selbsterregte Schwingungen im unterlagerten Regelkreis für die Drehbeschleunigung des Rotors	24
3.3	Der Frequenzgang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke und dessen Nachbildung	26
3.3.1	Zum Begriff 'Frequenzgang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke'	26
3.3.2	Meßtechnische Ermittlung des Frequenzgangs	28
3.3.3	Nachbildung des Frequenzgangs	29
3.4	Eine Methode zur Unterdrückung der selbsterregten Schwingungen im unterlagerten Regelkreis unter Beibehaltung des regelungstechnischen Konzepts	34
3.5	Struktur des Beobachters	35

3.6	Gewinnung der Faktoren zur Gewichtung eines vollständigen Satzes von Zustandsvariablen für die Aufschaltung auf den Eingang des Zweipunktglieds	39
3.7	Der Demonstrations-Servoantrieb	42
<b>Teil II</b>	<b>Die Begründung der Lösung im Einzelnen</b>	
4.	<u>Meßprinzip für die Drehbeschleunigung</u>	47
5.	<u>Modell für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke</u>	50
6.	<u>Unterdrückung der selbsterregten Schwingungen im unterlagerten Regelkreis durch Aufschaltung eines geeignet gewichteten, vollständigen Satzes von Zustandsvariablen auf den Eingang des Zweipunktglieds</u>	55
6.1	Vorbemerkung	55
6.2	Die asymptotische Stabilität der Gleichgewichtslage eines Zweipunktregelkreises	55
6.2.1	Der Begriff 'Asymptotische Stabilität'	55
6.2.2	Ein hinreichendes Kriterium für die asymptotische Stabilität eines Zweipunktregelkreises	57
6.3	Herstellung der asymptotischen Stabilität der Gleichgewichtslage einer Zweipunktregelschleife durch die Aufschaltung eines geeignet gewichteten Satzes von Zustandsvariablen	59
7.	<u>Festlegung der Gewichtungsfaktoren des Beobachters für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke</u>	62
7.1	Vorbemerkungen	62
7.2	Die Festlegung der Gewichtungsfaktoren im Beobachter	63
7.3	Auswirkungen einer lediglich näherungsweise Nachbildung der Strecke	65
7.4	Festlegung der Beobachter-Gewichtungsfaktoren beim Demonstrations-Servoantrieb	67

8.	<u>Statistisches Optimierungsverfahren zur Gewinnung der Faktoren für die gewichtete Aufschaltung eines Satzes von Zustandsvariablen auf den Eingang des Zweipunktglieds</u>	70
8.1	Vorbemerkungen	70
8.2	Wahl der Startwerte	74
8.3	Grenzen des Parameterraums	78
8.4	Der Ablauf des Optimierungsverfahrens	79
8.5	Einbeziehung der realen Anlage in den Optimierungsvorgang	80
9.	<u>Reduzierung der Ordnungszahl des Beobachters</u>	90
<b>Teil III Die Anwendung auf Drehfeldmaschinen</b>		
10.	<u>Pulswechselrichtergespeiste Synchronmaschine mit unterlagerter Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors</u>	97
	<u>Zusammenfassung</u>	103
<b>Anhang</b>		
A1	Normierung	108
A2	Daten der Gleichstrommaschine	109
A3	Mechanische Anordnung zur Erzeugung einer sprungförmigen Änderung des Lastmoments	110
A4	Der Aufnehmer für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors	111
A5	Daten der Synchronmaschine	123
	<u>Literatur</u>	124

## Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen, Indizes und Abkürzungen

Arithmetische Mittelwerte, Effektivwerte und Gleichwerte werden mittels großer Buchstaben, Augenblickswerte mittels kleiner Buchstaben angegeben. (Ausnahme: ' $\omega$ ' kennzeichnet eine elektrische Kreisfrequenz, ' $\Omega$ ' den Augenblickswert einer mechanischen Winkelgeschwindigkeit). Größen im Frequenzbereich und laplace-transformierte Größen werden durch Unterstreichung (z.B.  $\underline{X}$ ) gekennzeichnet. Sollwerte von Regelgrößen sind durch den Index  $s$ , nicht normierte (real zu messende) Größen durch den Index  $r$  kenntlich gemacht. (Ausnahme: Größen mit den Dimensionen [Zeiteinheit] oder [1/Zeiteinheit] stellen durchweg nicht normierte Größen dar und sind nicht weiter gekennzeichnet).

Einige Abkürzungen, die nur an einer Stelle vorkommen und dort erläutert sind, wurden nicht in das nachstehende Verzeichnis aufgenommen.

### Formelzeichen

a	Reeller Koeffizient
A	Strombelag
b	Reeller Koeffizient
B	Magnetische Induktion
c, C	Gewichtungsfaktor
d	Dämpfungsgrad
e	Reglereingangsgröße
f	Frequenz
f <sub>A</sub>	Frequenz eines Abtasttaktes
F	Übertragungsfunktion, Frequenzgang
g	Gewichtsfaktor des Beobachters
$\underline{G}$ , $\underline{H}$	Übertragungsfunktion
i, I	Strom
j	Imaginäre Einheit
J	Massenträgheitsmoment
k	Zählvariable
K <sub><math>\alpha</math></sub>	Übertragungsfaktor
K <sub>m</sub>	Drehmomentkonstante
K <sub>u</sub>	Spannungskonstante

$L_a$	Ankerinduktivität
$L_d$	Induktivität einer Glättungsdrossel
$m, M$	Drehmoment
$m_i$	Inneres Drehmoment
$n$	Drehzahl
$N$	Nennerpolynom einer Übertragungsfunktion
$p$	Komplexe Variable des Laplace-Bildbereichs
$q$	Ordnungszahl
$Q_e$	Elementarladung
$r$	Hilfsgröße
$R$	Komplexe Funktion
$R_a$	Ankerwiderstand
$R_d$	Widerstand einer Glättungsdrossel
$T$	Zeitkonstante, Integrationsgrenze
$T_0$	Mechanische Zeitkonstante
$T_a$	Wirksame Zeitkonstante im Ankerkreis
$T_A$	Periodendauer eines Abtasttaktes
$T_B$	Beobachterzeitmaßstab
$T_I$	Integrationszeitkonstante
$T_m$	Meßzeitkonstante des Beschleunigungsaufnehmers
$u, U$	Spannung
$u_i$	Induzierte Spannung
$U_z$	Zwischenkreisspannung
$v$	Hilfsgröße
$x$	Zustandsgröße
$y$	Reglerausgangsgröße
$z$	Zustandsgröße
$Z$	Zählerpolynom einer Übertragungsfunktion
$\alpha$	Drehbeschleunigung
$\gamma$	Reeller Koeffizient
$\varepsilon$	Drehwinkel
$\mu, \nu$	Zählvariable
$\sigma$	Störgröße
$\Phi$	Magnetischer Fluß
$\omega$	Elektrische Kreisfrequenz ( $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ )
$\Omega$	Mechanische Winkelgeschwindigkeit
$\zeta$	Normalverteilte Zufallszahl

### Indizes

a	Ankerkreis
A	Abtast-
B	Beobachter, Bezugswert
i	induziert, innere Größe
k	Zählvariable
m	Meßgröße
max	maximal
mod	modifiziert
N	Nennwert
q	Ordnungszahl
r	nicht normiert (real)
red	reduziert
s	Sollwert
z	Zählerpolynom
Z	Zwischenkreis
$\alpha$	Beschleunigung
$\sigma$	Störgröße

### Abkürzungen

A	Abtastglied
E	Eingang eines Übertragungsglieds mit Zeitverhalten
H	Halteglied



## Teil I Problemstellung und grundsätzliche Lösung

### 1. Einleitung

Die vorliegende Arbeit befaßt sich mit der Verbesserung der Eigenschaften von Servo-Antriebssystemen. Solche Systeme finden in der modernen Technik in massiv steigendem Umfang Verwendung. Haupteinsatzgebiete sind heute vornehmlich Vorschub- und Hauptspindelantriebe für Werkzeugmaschinen, Antriebe für Roboter und Handhabungsgeräte sowie Stellantriebe für Klappen und Ventile [1].

Das Ziel der Arbeit ist es, hochdynamische, also trägheitsarme Positionierantriebe hinsichtlich ihrer Steifigkeit und Positionierruhe zunächst am Beispiel einer Gleichstrom-Scheibenläufermaschine grundlegend zu verbessern. Die Schaltzustände des leistungselektronischen Stellglieds sollen dazu direkt aus einer sogenannten unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors abgeleitet werden [2].

Die dabei erzielten Ergebnisse sollen anschließend auf einen zweiten, mit einer Drehstromsynchronmaschine ausgeführten Servoantrieb übertragen werden [3].

### 2. Grundsätzliche Überlegungen zur regelungstechnischen Struktur reaktionsschneller Servoantriebe

Die Regelung für Servoantriebe wird üblicherweise in Kaskadenstruktur mit einer innersten unterlagerten Regelschleife für das Drehmoment der Maschine [4] oder für die unmittelbar drehmomentbildende Kenngröße derselben ausgeführt.

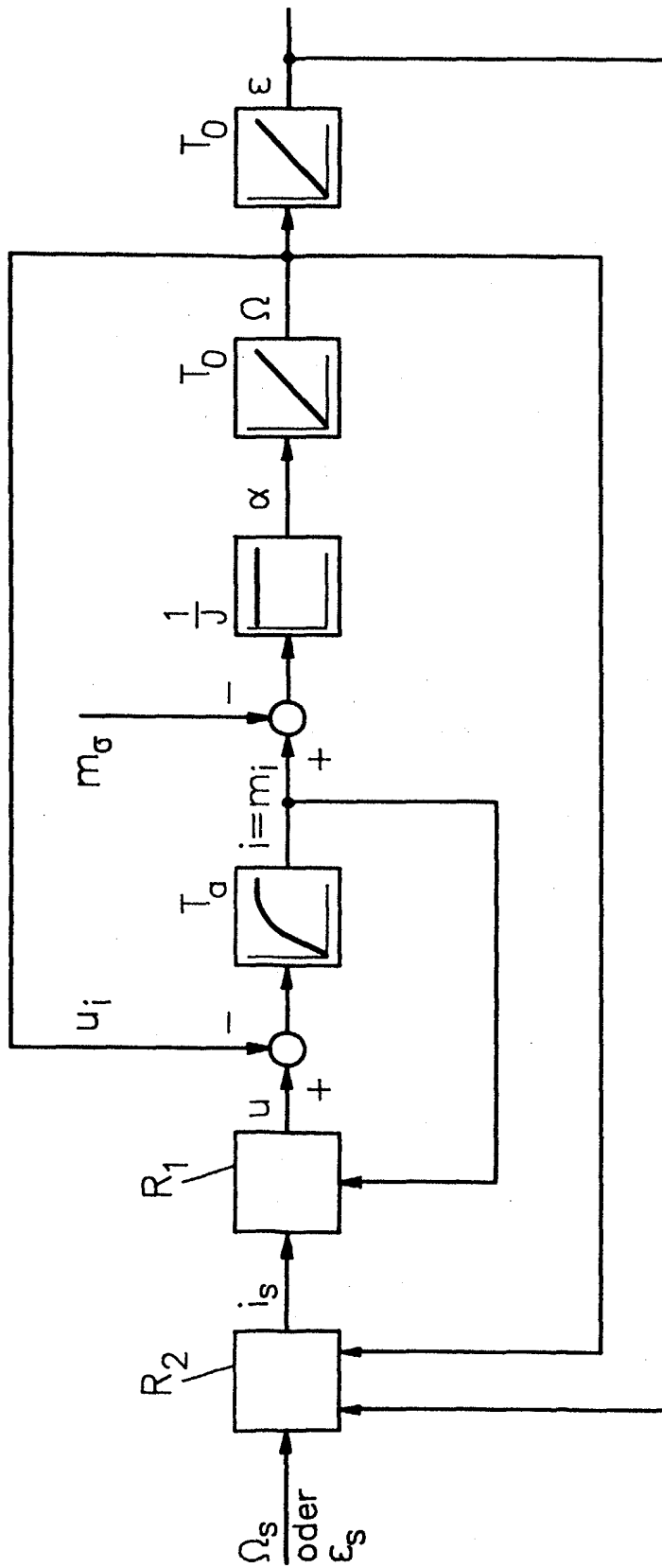
Diese innerste Regelschleife kann dann auf einfache Weise durch einen überlagerten Regelkreis für die Drehzahl und/oder die Winkellage des Rotors ergänzt werden. In Bild 2.1 ist die regelungstechnische Struktur einer solchen Anordnung am Beispiel einer konstant erregten Gleichstrommaschine dargestellt. Dabei

wurde eine Beschreibung mit normierten Größen [5] gewählt, welche die grundsätzlichen Zusammenhänge vermittelt. (Die Beziehungen zwischen diesen normierten und den real zu messenden Größen finden sich im Anhang A1).

Die induzierte Spannung  $u_i$  ist in dieser normierten Darstellung gleich der mechanischen Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$ , das innere Moment  $m_i$  ist gleich dem Ankerstrom  $i$ . Das Verzögerungsglied erster Ordnung mit der Zeitkonstanten  $T_a$  beschreibt die verzögerte Reaktion des Ankerstroms  $i$  auf eine Änderung der Differenz zwischen der Ausgangsspannung  $u$  des leistungselektronischen Stellglieds und der induzierten Spannung  $u_i$  der Maschine. Das P-Glied mit dem Beiwert  $1/J$  beschreibt den proportionalen Zusammenhang zwischen der Drehbeschleunigung  $\alpha$  und der Differenz zwischen dem inneren Moment  $m_i$  und dem Störmoment  $m_o$ . Als Proportionalitätskonstante wirkt der Kehrwert  $1/J$  des Trägheitsmoments. (Aufgrund der vorgenommenen Normierung ist  $J = 1$ . Das P-Glied ist trotzdem in die Darstellung aufgenommen, da später die Folgen einer Änderung des Massenträgheitsmoments betrachtet werden sollen.) Die beiden I-Glieder mit dem Beiwert  $T_0$  beschreiben die mathematischen Beziehungen zwischen der Drehbeschleunigung  $\alpha$  und der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  sowie zwischen der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  und dem Drehwinkel  $\varepsilon$ .

Eine Herausnahme der genannten Regelschleife für das Drehmoment oder die unmittelbar drehmomentbildende Kenngröße der elektrischen Maschine und deren Ersatz durch eine solche für die Drehbeschleunigung ihres Rotors (deren meßtechnische Erfassung im Abschnitt 4, Seite 47 erläutert wird) verspricht verschiedene, gravierende Vorteile [2]. Dies gilt insbesondere dann, wenn diese Regelschleife als Zweipunktregelkreis [6] ausgeführt wird.

Die derart entstehende Anordnung ist in Bild 2.2 wieder beispielhaft für eine konstant erregte Gleichstrommaschine dargestellt.



$R_1$ : Stromregler und leistungselektronisches Stellglied

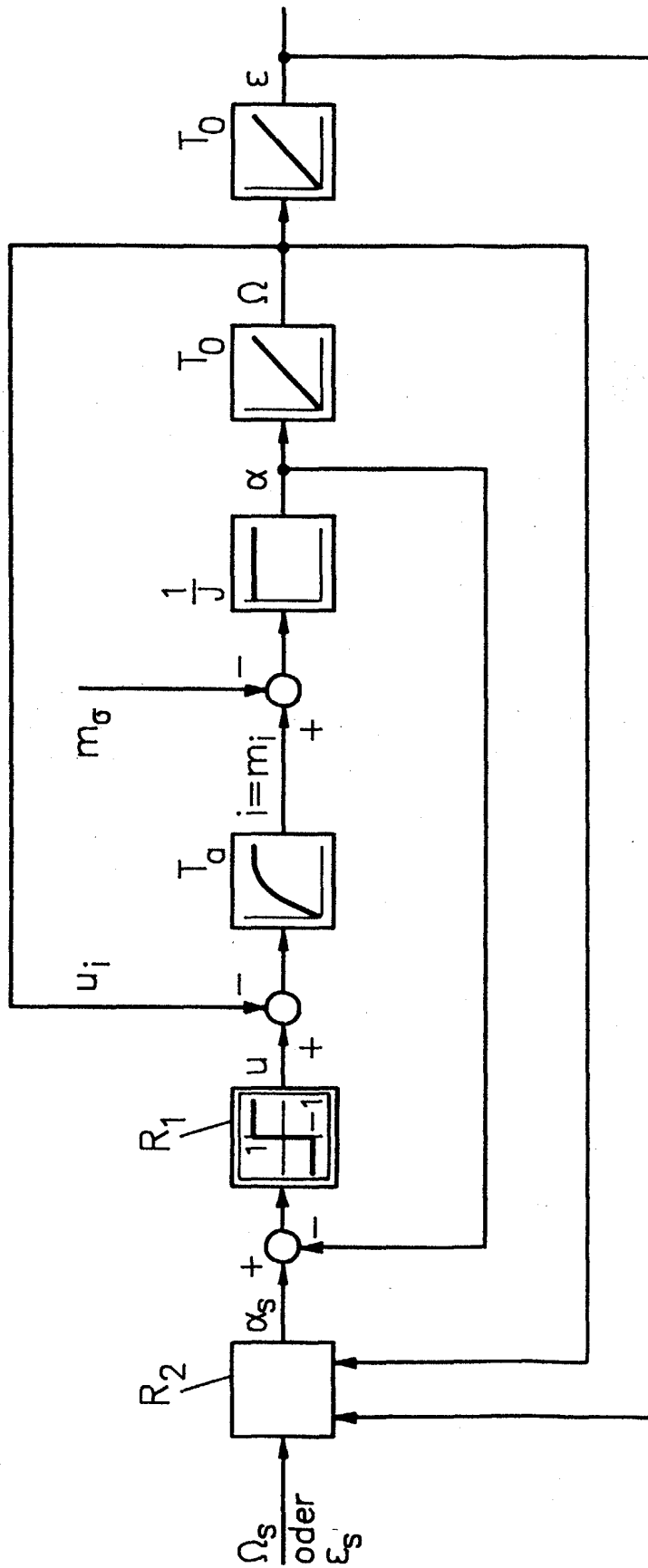
$R_2$ : Drehzahl- und/oder Lagereger

**Bild 2.1** Regelungstechnische Struktur einer drehzahl- und/oder lagegeregelten, konstant erregten Gleichstrommaschine mit unterlagerter Regelschleife für deren Ankerstrom.

Wie dieses Bild 2.2 deutlich macht, greift das Störmoment  $m_\sigma$  (welches sowohl das an der Abtriebsseite der Maschine angreifende Belastungsmoment als auch Nutungs- sowie Reibungsmomente aller Art umfaßt) dann innerhalb der schnellen, innersten Regelschleife für die Drehbeschleunigung an. Wenn diese dann noch, wie in Bild 2.2 bereits angedeutet, als Zweipunktregelkreis ausgeführt ist, werden die genannten, in  $m_\sigma$  zusammengefaßten Störeinflüsse unter voller Nutzung der jeweils verfügbaren Stellreserve schnellstmöglich ausgeregelt [2]. Dieser Vorteil bleibt auch dann erhalten, wenn als Störgrößen auch noch Haft- und Gleitreibungsmomente auftreten, die in stark nichtlinearem Zusammenhang mit der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  stehen [2]. Die in ihrem zeitlichen Verhalten deutlich langsameren überlagerten Regelkreise werden also bei einer Ausbildung der Regelung gemäß Bild 2.2, mit einem innersten, unterlagerten Zweipunktregelkreis für die Drehbeschleunigung durch das Störmoment  $m_\sigma$  nur noch sehr bescheiden beansprucht.

Wie aus Bild 2.2 außerdem hervorgeht, erscheint jene Komponente des regelungstechnischen Blockschaltbilds, welche den Einfluß des Massenträgheitsmoments  $J$  des Antriebs beschreibt, nun innerhalb der innersten, unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung. Das bedeutet, daß dieser Parameter bei der Auslegung der überlagerten Regelung nur noch mittelbar, nämlich über seinen Einfluß auf den Maximalwert der Drehbeschleunigung berücksichtigt werden muß. Die Auslegung der überlagerten Regelkreise wird durch die unterlagerte Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung also ganz erheblich vereinfacht.

Ein weiterer Vorteil der so entstandenen regelungstechnischen Struktur besteht darin, daß die in den überlagerten Schleifen zu beherrschenden Regelgrößen, nämlich die Winkelgeschwindigkeit und die Winkellage des Rotors aus dessen Drehbeschleunigung direkt über einfache Integrationen ohne veränderliche Parameter hervorgehen [2]. Dies vereinfacht zum einen die Auslegung der überlagerten Regelkreise noch weiter. Zum anderen ermöglicht es - eine präzise und reaktionsschnelle Erfassung der Drehbeschleunigung des Rotors vorausgesetzt - eine nahezu



$R_1$ : Drehbeschleunigungsregler und leistungselektronisches Stellglied

$R_2$ : Drehzahl- und/oder Lageregler

**Bild 2.2** Regelungstechnische Struktur einer drehzahl- und/oder lagegeregelten, konstant erregten Gleichstrommaschine mit unterlagertem Zweipunktregelkreis für deren Drehbeschleunigung.

ideale, nämlich dynamisch hochwertige und störsignalarme Ermittlung der Winkelgeschwindigkeit und der Winkellage mittels eines sogenannten Teilstreckenbeobachters [7].

### 3. Realisierung eines lagegeregelten Demonstrations-Servoantriebs mit schneller unterlagerter Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors

#### 3.1 Komponenten des Demonstrations-Servoantriebs

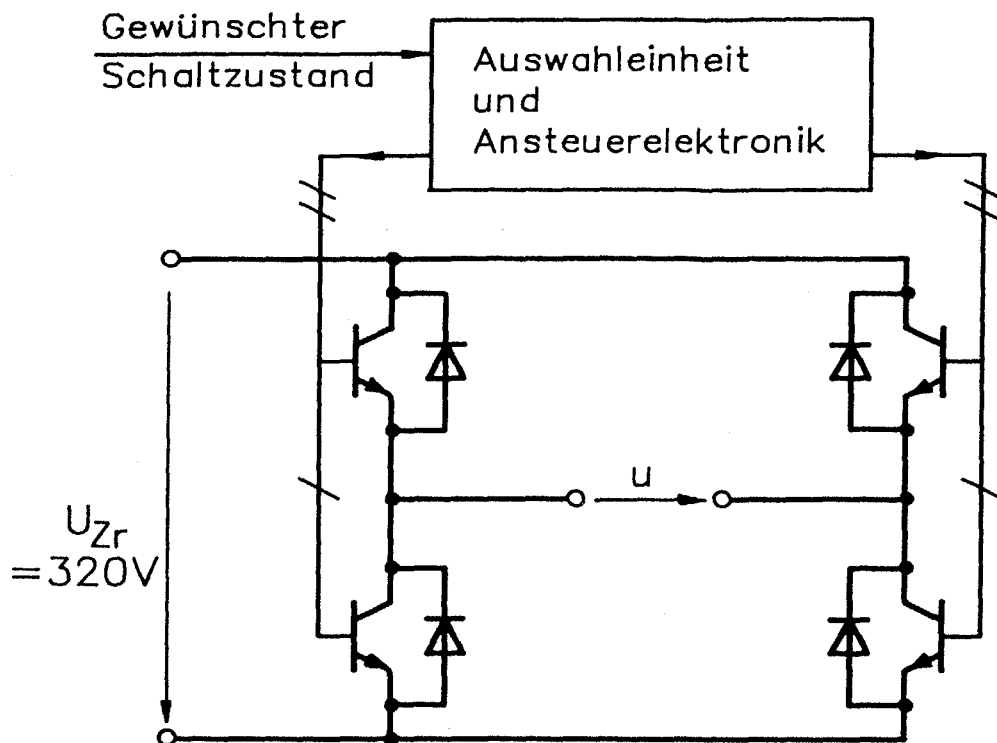
##### 3.1.1 Elektrische Maschine und leistungselektronisches Stellglied

Der den nachfolgenden Ausführungen (des Abschnitts 3) zugrunde gelegte Demonstrations-Servoantrieb verwendet als Motor eine permanenterregte Gleichstrom-Scheibenläufermaschine, deren Daten im Anhang A2 aufgeführt sind.

Als leistungselektronisches Stellglied wird ein mit schnell-schaltenden, bipolaren Leistungstransistoren [8,9] realisierter Vierquadrantensteller mit einer konstanten Zwischenkreisspannung von  $U_{Zr} = 320 \text{ V}$  eingesetzt. In Bild 3.1 ist der prinzipielle Aufbau dieses Stellglieds dargestellt.

Für die analytische Beschreibung des Vierquadrantenstellers wird von den folgenden vereinfachenden Annahmen ausgegangen:

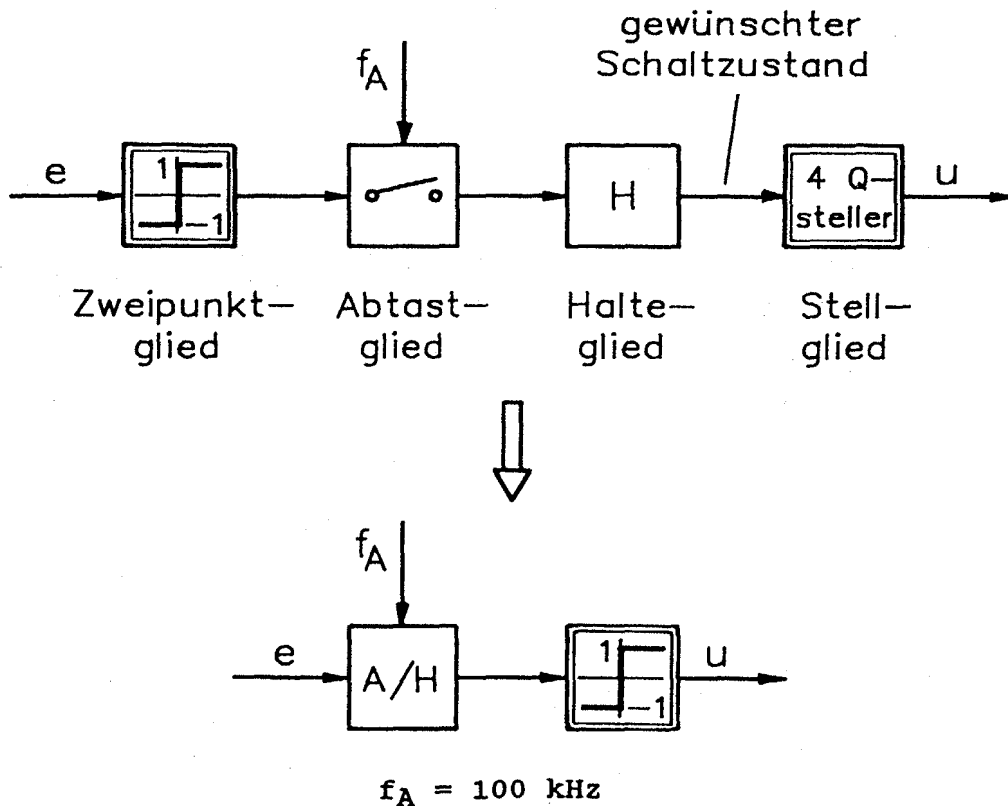
- Die Zwischenkreisspannung des Stellglieds ist konstant.
- Die Durchlaßspannung der Leistungshalbleiter ist vernachlässigbar klein. Die Ausgangsklemmen des Vierquadrantenstellers befinden sich also im Anschluß an die Ausführung von Schaltbefehlen immer auf dem selben Potential wie die positive oder wie die negative Schiene des Gleichspannungszwischenkreises.
- Die Reaktionszeit des Steuerteils des Vierquadrantenstellers auf eine Änderung des gewünschten Schaltzustands sowie die Schaltzeiten von dessen Leistungshalbleitern sind so klein, daß ihr Einfluß auf das dynamische Verhalten der Regelstrecke vernachlässigt werden kann.



**Bild 3.1** Prinzipieller Aufbau des verwendeten leistungselektronischen Stellglieds.

Aus den bereits im Abschnitt 2 (Seite 9) angesprochenen Gründen wird in der unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors ein sogenannter Zweipunktregler [6] verwendet. Die Schaltbefehle für die Transistoren des leistungselektronischen Stellglieds werden nach dem Prinzip der zeitdiskreten Schaltzustandssteuerung [10] direkt durch das Ausgangssignal des Zweipunktreglers festgelegt. Bei einem derartigen Vorgehen ist eine Änderung der Schaltzustände der Transistoren nur zu äquidistanten Abtastzeitpunkten möglich; die maximal mögliche Schaltfrequenz der Transistoren ist damit automatisch auf den halben Wert der Abtastfrequenz beschränkt.

Zur Darstellung in einem regelungstechnischen Blockschaltbild kann der Zweipunktregler und der leistungselektronische Vierquadrantensteller in einem nichtlinearen Übertragungsglied mit Zweipunktverhalten zusammengefaßt werden. Die Wirkung der zeitdiskreten Schaltzustandssteuerung läßt sich durch die Kombination eines Abtastglieds mit einem Halteglied nullter Ordnung berücksichtigen (Bild 3.2). (Dieses Abtast-Halteglied findet im folgenden nur noch an solchen Stellen Berücksichtigung, an denen die Wirkung der zeitdiskreten Schaltzustandssteuerung trotz der hohen Abtastfrequenz von  $f_A = 100 \text{ kHz}$  nicht vernachlässigt werden darf).



**Bild 3.2** Regelungstechnische Darstellung eines leistungselektronischen Vierquadrantenstellers, dessen Schaltzustände nach dem Prinzip der zeitdiskreten Schaltzustandssteuerung direkt durch das Ausgangssignal eines Zweipunktreglers festgelegt werden.

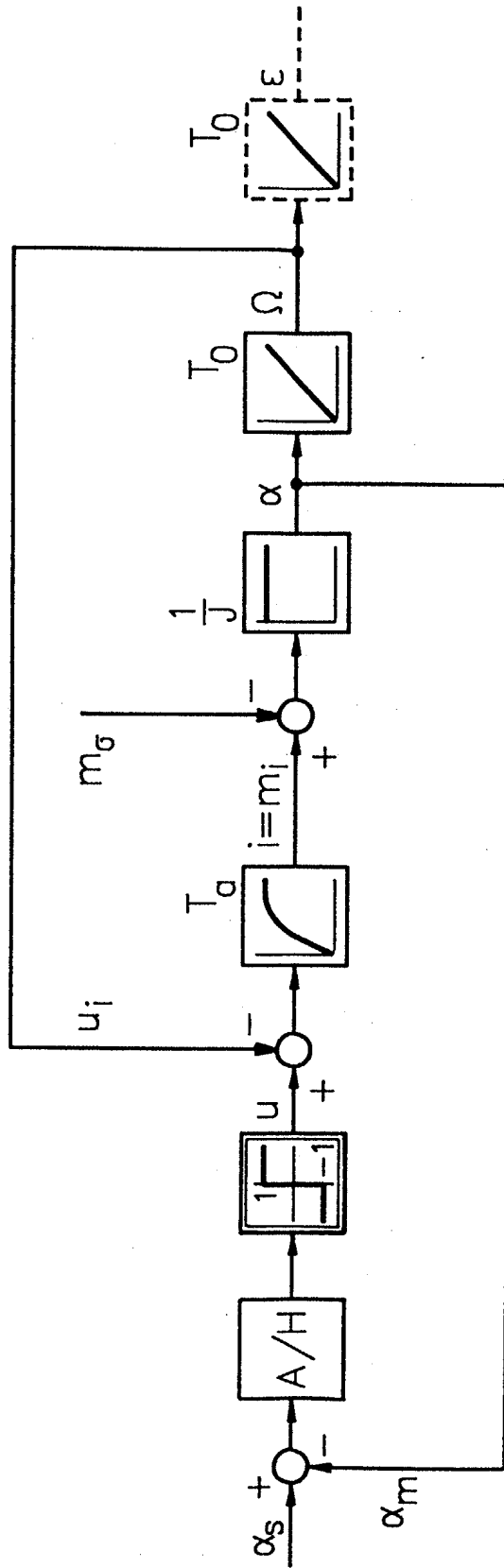


### 3.1.2 Unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors

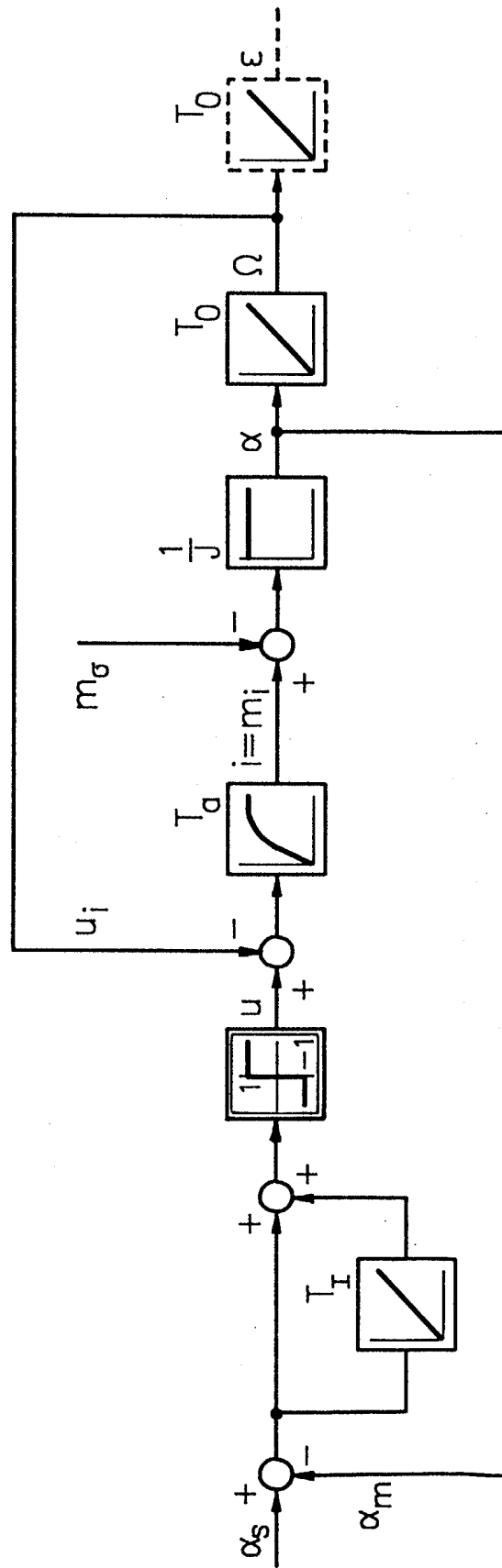
Der unterlagerte Regelkreis für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors wird am einfachsten, wenn dem Eingang des im vorigen Abschnitt beschriebenen Zweipunktglieds lediglich die Differenz zwischen dem Soll- und dem Istwert der Drehbeschleunigung zugeführt wird. Das zugehörige regelungstechnische Blockschaltbild ist in Bild 3.3 dargestellt.

Wie dieses Bild 3.3 deutlich macht, führt die der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  proportionale induzierte Spannung  $u_i$  zu einer Unsymmetrie der wirksamen Stellreserve ( $u - u_i$ ). Wie das Moment  $m_g$  wirkt diese induzierte Spannung auf den Regelkreis für die Drehbeschleunigung  $\alpha$  als Störgröße, die sich allerdings nur langsam verändern kann. Ihr Einfluß auf die überlagerten Regelschleifen wird durch die unterlagerte Zweipunktregelung der Drehbeschleunigung bestmöglich unterdrückt und bleibt bei ausreichender Stellreserve vernachlässigbar klein.

Infolge der endlichen Abtastfrequenz der zeitdiskreten Schaltzustandssteuerung tritt im Regelkreis gemäß Bild 3.3 üblicherweise auch im eingeschwungenen Zustand eine bleibende Regelabweichung zwischen dem Soll- und dem Istwert der Drehbeschleunigung auf [3]. Die überlagerten Regelschleifen für die Winkelgeschwindigkeit und den Drehwinkel reagieren auf diese bleibende Regelabweichung durch eine fortlaufende Korrektur des Sollwerts für die jeweils unterlagerte Schleife. Infolgedessen bilden sich im gesamten Regelsystem Grenzzyklen aus, die der angestrebten hohen Positionierruhe zuwiderlaufen. Um solche Grenzzyklen zu vermeiden, wird die unterlagerte Regelschleife durch einen sogenannten Bypass-Integrierer [11] erweitert (Bild 3.4), der eine bleibende Regelabweichung zwischen dem Soll- und dem Istwert der Drehbeschleunigung unterbindet. Der Einfluß der zeitdiskreten Schaltzustandssteuerung auf die Positionierruhe kann nach dieser Erweiterung angesichts der hohen Abtastfrequenz von  $f_A = 100$  kHz vernachlässigt werden. Das Abtast-Halteglied ist daher in Bild 3.4 nicht mehr berücksichtigt.



**Bild 3.3** Grundsätzliche Struktur der unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung.

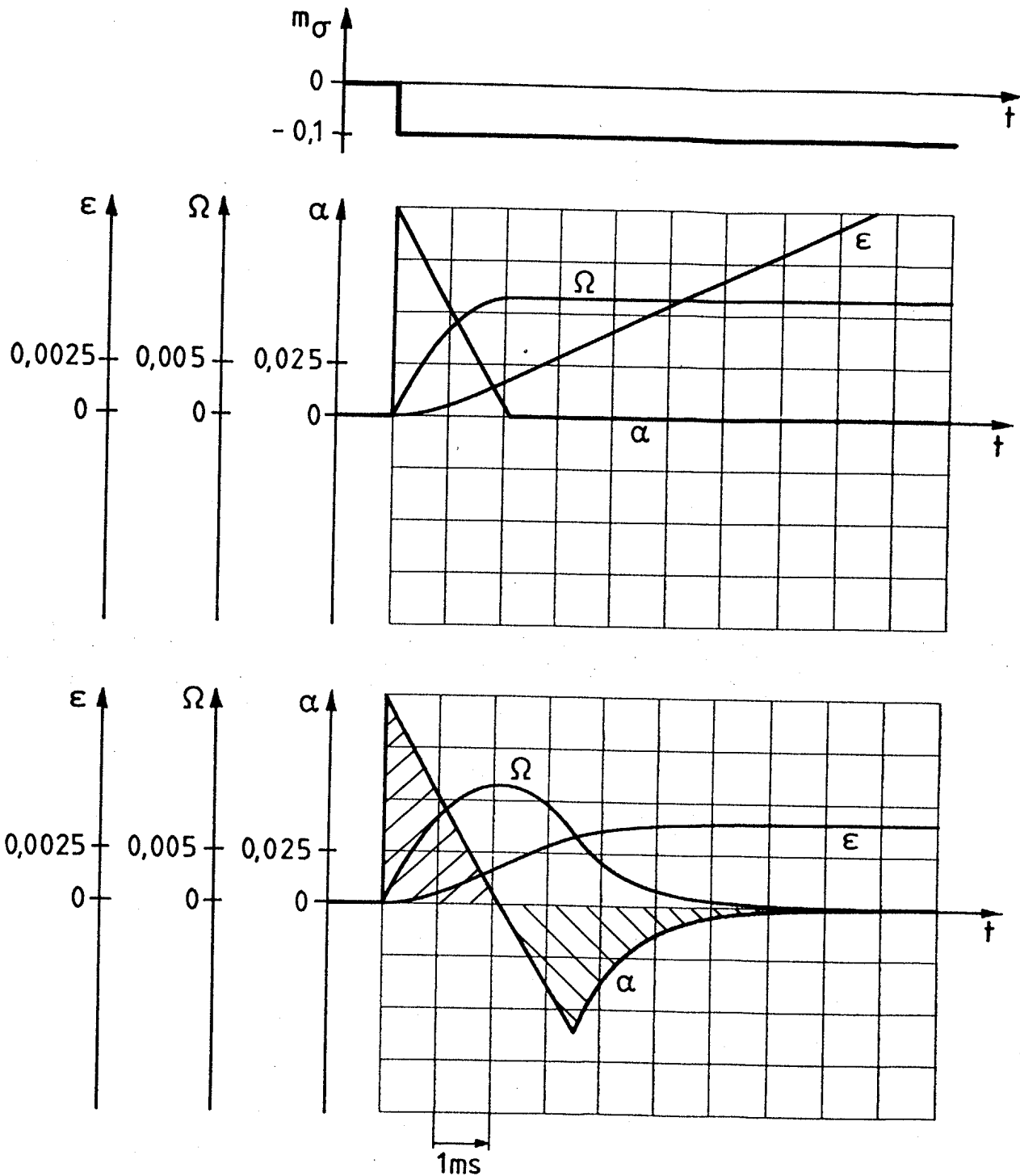


**Bild 3.4** Grundsätzliche Struktur der unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung mit Bypass-Integrierer.

Darüberhinaus verleiht der Bypass-Integrierer der unterlagerten Regelschleife eine weitere, im Hinblick auf die angestrebte hohe Steifigkeit des Antriebs, sehr wesentliche Eigenschaft.

Im Abschnitt 2 (Seite 9) wurde die Verbesserung des Störverhaltens beschrieben, die das Gesamtsystem infolge des Übergangs vom unterlagerten Regelkreis für den Ankerstrom zum unterlagerten Zweipunktregelkreis für die Drehbeschleunigung erfährt. Die in Rede stehende Erweiterung dieses unterlagerten Zweipunktregelkreises durch einen Bypass-Integrierer hat außer ihrer positiven Wirkung auf die Positionierruhe bei einer geeigneten Dimensionierung der Integrationszeitkonstanten  $T_I$  auch eine weitere Verbesserung dieses Störverhaltens zur Folge. Dies sei anhand der in Bild 3.5 dargestellten zeitlichen Verläufe der Drehbeschleunigung  $\alpha$ , der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  und des Drehwinkels  $\varepsilon$  verdeutlicht, die sich im Regelsystem gemäß Bild 3.4 bei einem Sprung des Störmoments  $m_\sigma$  ergeben. Die dort wiedergegebenen Verläufe wurden mit Hilfe eines Digitalrechners ermittelt.

Bild 3.5 zeigt diese zeitlichen Verläufe bei einer sprunghaften Änderung der Störmoments  $m_\sigma$  vom Wert null auf den Wert  $-0.1$  bei zunächst stromloser und stillstehender Maschine. Ein Vergleich dieser Kurven zeigt, daß nach der Erweiterung der unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung  $\alpha$  durch den Bypass-Integrierer das Störmoment  $m_\sigma$  weiterhin unter voller Nutzung der verfügbaren Stellreserve kompensiert und die Drehbeschleunigung  $\alpha$  auf den vorgeschriebenen Wert null eingeregelt wird; darüberhinaus wird dann aber auch das Integral der Differenz zwischen Soll- und Istwert der Drehbeschleunigung über der Zeit wieder seinem ursprünglichen Wert zugeführt. (Die beiden in Bild 3.5 für den Fall mit Bypass-Integrierer schraffiert gekennzeichneten Flächen sind gleich groß). Letztlich wird also die Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  wieder in Übereinstimmung mit ihrem Sollwert gebracht, ohne daß dafür ein überlagerter Regelkreis (für  $\Omega$  oder  $\varepsilon$ ) eingreifen muß; infolgedessen wird die Steifigkeit des Gesamtsystems bei geeigneter Dimensionierung der Integrationszeitkonstanten  $T_I$  deutlich erhöht.



**Bild 3.5** Zeitliche Verläufe der Drehbeschleunigung  $\alpha$ , der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  und des Drehwinkels  $\epsilon$  bei einem Sprung des Störmoments  $m_\sigma$  im Regelsystem gemäß Bild 3.4  
 - ohne Bypass-Integrierer (oben) und  
 - mit Bypass-Integrierer (unten).

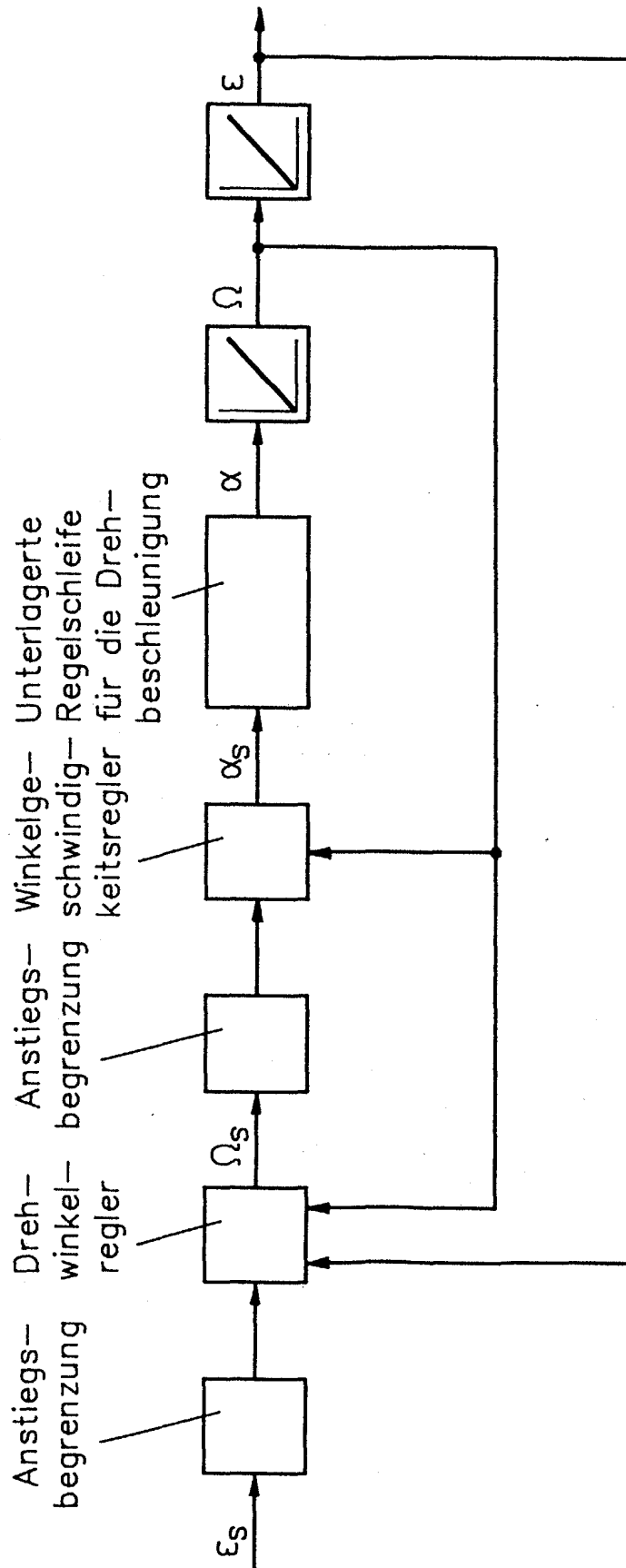
Die Erklärung hierfür ist einfach:

Aufgrund der im eingeschwungenen Zustand unendlich großen Verstärkung des Zweipunktreglers wird auch die Ausgangsgröße des Bypass-Integrierers wieder ihrem ursprünglichen Wert zugeführt. Diese Größe ist aber gerade das Integral der Differenz zwischen Soll- und Istwert der Drehbeschleunigung über der Zeit.

### 3.1.3 Überlagerte Regelschleifen für die Winkelgeschwindigkeit und den Drehwinkel des Rotors

Der im vorigen Abschnitt 3.1.2 (Seite 17) erläuterten unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung wird zunächst eine Regelschleife für die Winkelgeschwindigkeit und dieser dann wieder eine Regelschleife für den Drehwinkel des Rotors überlagert. Dadurch entsteht insgesamt eine bekannt vorteilhafte Kaskadenstruktur [12]. Die Ausführung der beiden überlagerten Regelschleifen erfolgt im vorliegenden Fall nach dem Prinzip der Rückführung eines vollständigen Satzes von Zustandsvariablen [13]. Die sehr geringe Einschwingdauer des unterlagerten Zweipunktregelkreises darf hierbei vernachlässigt werden. Zur Erzielung eines echten Integralverhaltens werden die Regelschleifen jeweils durch einen sogenannten Bypass-I-Regler [11] erweitert. Der Begrenzung des drehmomentbildenden Ankerstroms wird durch eine Anstiegsbegrenzung des Drehzahl-sollwerts Rechnung getragen; die Drehzahl selbst wird durch eine Anstiegsbegrenzung des Lagesollwerts auf ihren maximal zulässigen Wert limitiert (Bild 3.6).

Diese Ausbildungsform des überlagerten Regelsystems wird den folgenden Ausführungen zugrunde gelegt.



**Bild 3.6** Struktur der überlagerten Regelkreise für die Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  und den Drehwinkel  $\varepsilon$  des Rotors.

### 3.2 Selbsterregte Schwingungen im unterlagerten Regelkreis für die Drehbeschleunigung des Rotors

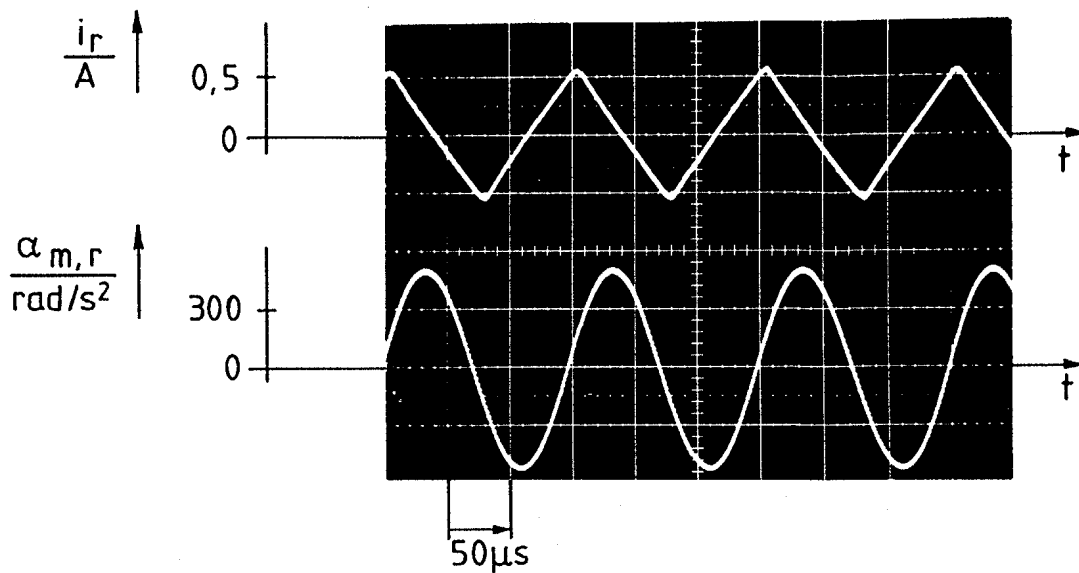
Bei der Realisierung des in Abschnitt 3.1 (Seite 14) beschriebenen Regelsystems treten in der unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors überraschenderweise selbsterregte Schwingungen auf. Ihre Frequenz liegt deutlich unterhalb der Frequenz jener Grenzzyklen, die durch die zeitdiskrete Schaltzustandssteuerung hervorgerufen werden. Diese selbsterregten Schwingungen sind völlig unabhängig von der Ausführung und den Parametern der überlagerten Regelkreise. Sie entstehen sowohl bei einer Ausführung der unterlagerten Schleife mit Bypass-Integrierer (Bild 3.4, Seite 19) als auch ohne Bypass-Integrierer (Bild 3.3, Seite 18). Bild 3.7 zeigt die am Demonstrations-Servoantrieb gemessenen zeitlichen Verläufe des Ankerstroms und der Drehbeschleunigung, wenn für letztere der Sollwert null vorgeschrieben und eine unterlagerte Regelschleife gemäß Bild 3.4 mit Bypass-Integrierer vorgesehen ist.

Dieses Bild 3.7 macht deutlich, daß die auf den Eingang des Zweipunktglieds zurückgeführte Meßgröße  $\alpha_m$  nicht dem bisher zugrundegelegten proportionalen Zusammenhang  $\alpha_m \Big|_{\underline{m}_0 = 0} = \underline{m}_i / J = \underline{i} / J$  gehorcht.

Die Amplitude  $\hat{\alpha}_{m1}$  der Grundschiwingung der Meßgröße  $\alpha_m$  ist deutlich größer, als der zunächst erwartete Wert  $\hat{i}_1 / J$ . (Die Größe  $\hat{i}_1$  bezeichnet die Amplitude der Grundschiwingung des Ankerstroms). Die in der Meßgröße  $\alpha_m$  enthaltenen Oberschwingungen sind im Gegensatz zu den im Ankerstrom  $i$  enthaltenen Oberschwingungen praktisch vernachlässigbar.

Die genannten selbsterregten Schwingungen führen zum einen zu einer erheblichen Geräuscentwicklung und zum anderen zu einer deutlichen Verminderung der Positionierruhe des Antriebs. Die zunächst unerwartet große Amplitude der Drehbeschleunigung in Bild 3.7 deutet darauf hin, daß der Maschinenrotor infolge der unterlagerten Zweipunktregelung der Drehbeschleunigung zu Torsionsschwingungen angeregt wird. Im Gegensatz zur üblichen unterlagerten Regelschleife für den Ankerstrom schließt die





**Bild 3.7** Am Demonstrations-Servoantrieb gemessene zeitliche Verläufe des Ankerstroms und der Drehbeschleunigung, wenn für letztere der Sollwert null vorgeschrieben und eine unterlagerte Regelschleife gemäß Bild 3.4 mit Bypass-Integrierer vorgesehen ist.

Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors nämlich auch eine bisher nicht berücksichtigte 'mechanische Strecke' ein. Eine genauere Untersuchung zeigt, daß der sogenannte 'Frequenzgang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke' (Abschnitt 3.3, Seite 26) ausgeprägte Pol- und Nullstellen aufweist und daß dies die Ursache für die selbsterregten Schwingungen in der unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung darstellt.

Zu diesem 'Frequenzgang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke' soll im folgenden auch der bisher zu 1 angenommene Frequenzgang des Aufnehmers für die Drehbeschleunigung (Abschnitt 4, Seite 47) gerechnet werden, der einen nicht unwesentlichen Einfluß auf die Frequenz der selbsterregten Schwingungen ausübt. Dieser Frequenzgang des Aufnehmers für die Drehbeschleunigung kann mit sehr guter Näherung durch ein Verzöge-

rungsglied erster Ordnung beschrieben werden. Die Zeitkonstante dieses Verzögerungsglieds beträgt beim Demonstrationsantrieb  $T_m = 130 \mu s$ .

### 3.3 Der Frequenzgang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke und dessen Nachbildung

#### 3.3.1 Zum Begriff 'Frequenzgang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke'

Zur Definition des Begriffs 'Frequenzgang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke' ist in Bild 3.8 die mechanische Gestalt des Rotors der Gleichstrommaschine dargestellt.

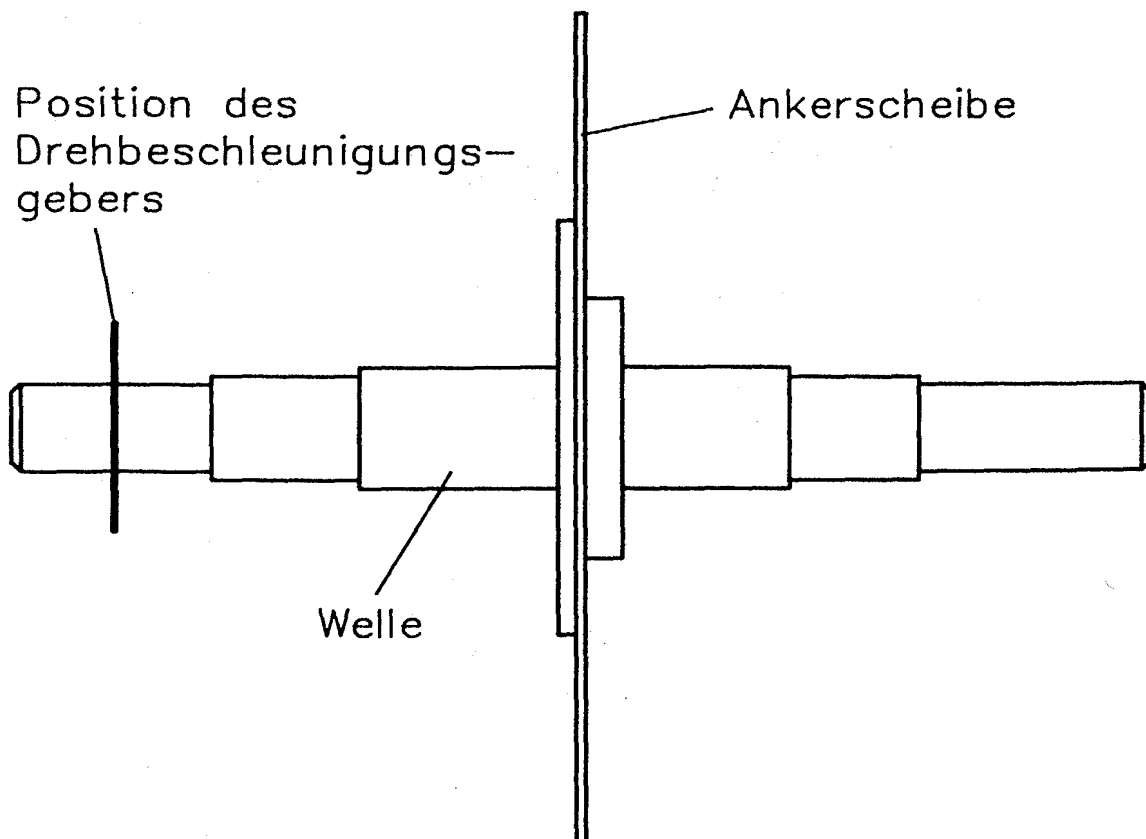


Bild 3.8 Mechanische Gestalt des Rotors der Gleichstrom-Scheibenläufermaschine und ausgeführte Positionierung des Drehbeschleunigungsgebers auf deren Welle.

Der Frequenzgang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke ist durch die nachstehende Gleichung definiert:

$$\underline{F}(j\omega) = \frac{\underline{\alpha}_m(j\omega)}{\underline{m}_i(j\omega)/J} \bigg|_{\underline{m}_\sigma = 0} \quad (3.1)$$

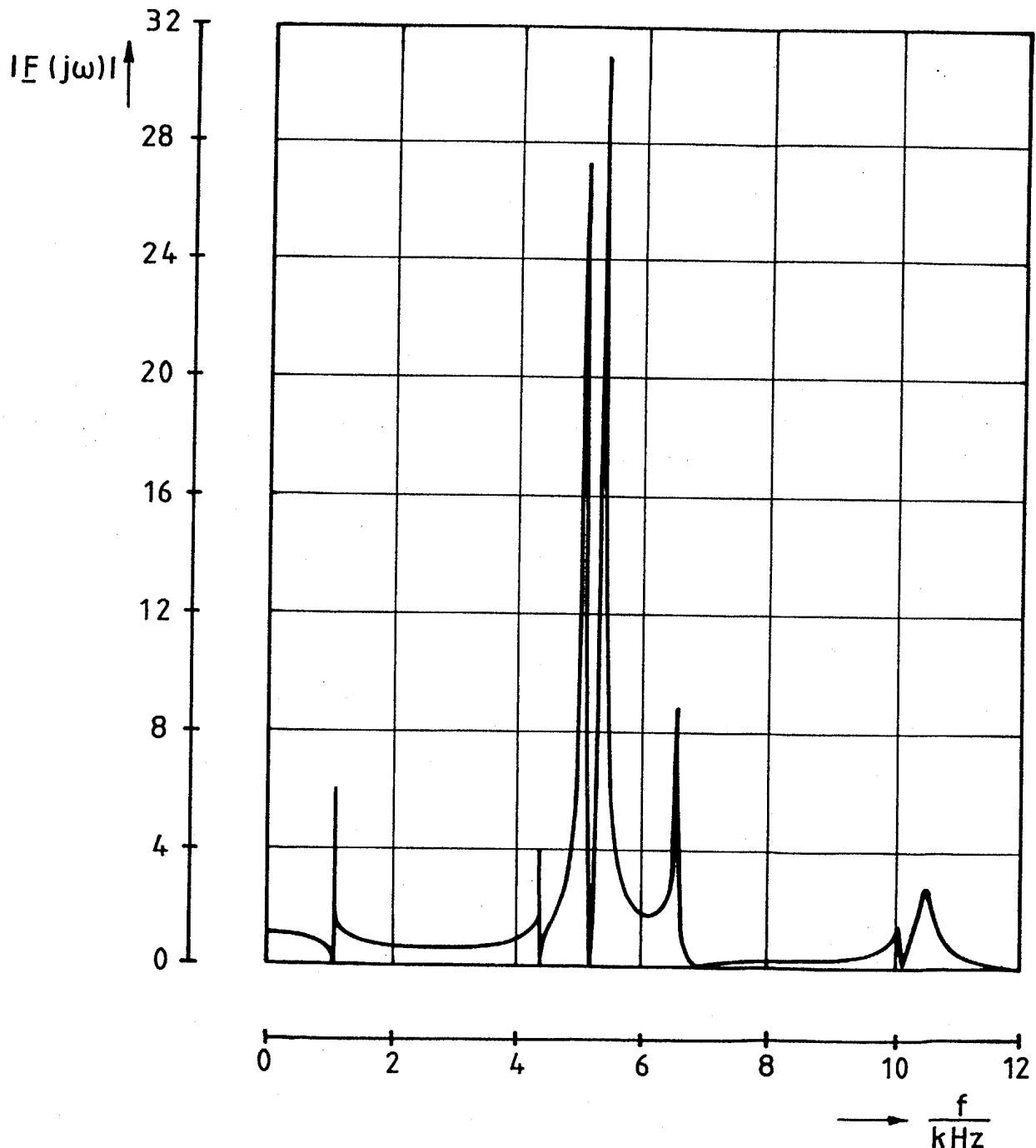
Darin stellt  $\underline{\alpha}_m$  die mit Hilfe des ausgeführten Gebers gemessene Drehbeschleunigung des real vorliegenden (mechanisch nicht ideal starren) Rotors der Gleichstrommaschine (Bild 3.8) dar, wenn dieser durch das Drehmoment  $\underline{m}_i$  beschleunigt wird und das Störmoment  $\underline{m}_\sigma$  den Wert null aufweist. Der Quotient aus dem Drehmoment  $\underline{m}_i$  und dem Massenträgheitsmoment  $J$  des Rotors ist jene Drehbeschleunigung, die unter den gleichen Bedingungen an einem mechanisch völlig starren Rotor gemessen würde.

Daß die begrenzte Steifigkeit des Rotors die Regelschleife für die Drehbeschleunigung im vorliegenden Fall beeinflussen muß, wird verständlich, wenn die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer torsionsartigen Anregung in Stahl bedacht wird. Sie beträgt bei kreisförmigen Querschnitt des Materials ca.  $3.2 \text{ mm}/\mu\text{s}$ . Eine Anregung des Rotors durch den Ankerstrom  $i$  oder durch ein Störmoment  $m_\sigma$  pflanzt sich innerhalb einer Abtastperiode der zeitdiskreten Schaltzustandsänderung ( $T_A = 10 \mu\text{s}$ ) also lediglich um eine Strecke von  $32 \text{ mm}$  fort. Die Länge des Rotors übersteigt dieses Maß mit ca.  $250 \text{ mm}$  aber erheblich.

Es sind also 'Torsionseigenschwingungen' des Rotors möglich, deren Periodendauer erheblich größer ist als die Abtastperiode der zeitdiskreten Schaltzustandssteuerung; und derartige Torsionseigenschwingungen des Rotors liegen auch vor, wenn sich innerhalb der Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung die beschriebenen selbsterregten Schwingungen ausbilden.

### 3.3.2 Meßtechnische Ermittlung des Frequenzgangs

Zur Messung des Amplitudengangs des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke wird der Gleichstrommaschine ein sinusförmiger Ankerstrom aufgeprägt. Dies führt bei einer konstant erregten Maschine zu einem sinusförmigen Verlauf des 'inneren



**Bild 3.9** Gemessener Amplitudengang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke.

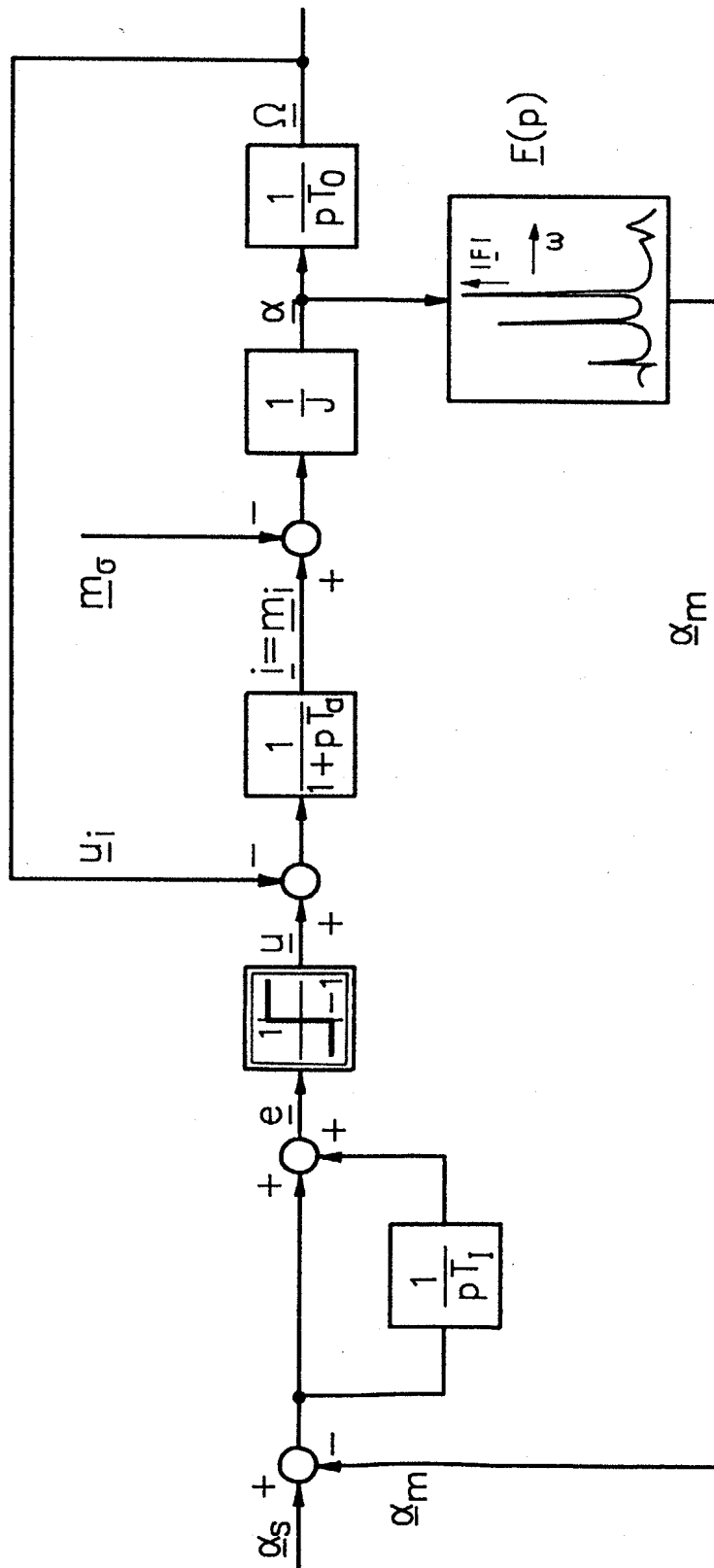
Moments'  $m_i$ . Die Amplitude des Ankerstroms wird bei dieser Messung konstant gehalten und so groß gewählt, daß sämtliche in der Größe  $m_\sigma$  vereinten Störeinflüsse vernachlässigt werden dürfen. Damit kann die Amplitude der Ausgangsgröße des Drehbeschleunigungsgebers als direktes Maß des gesuchten Amplitudengangs verwendet werden. Das Ergebnis der durchgeführten Messung ist in Bild 3.9 dargestellt. (Auf eine weitere physikalische Interpretation des gemessenen Amplitudengangs sei an dieser Stelle bewußt verzichtet).

Um das Blockschaltbild der unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung zu vervollständigen, wird die Übertragungsfunktion  $F(p)$  des mechanischen Teils der Strecke in die Rückführung der Regelgröße eingefügt. (Bild 3.10).

In diesem Blockschaltbild sind die Beschleunigung  $\alpha$  und die Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  Größen, die bei einem mechanisch ideal starren Rotor auftreten würden. Sie sind keinem bestimmten Ort auf der Rotorwelle zugeordnet. Die Größe  $\alpha_m$  bezieht sich dagegen auf die Position des Drehbeschleunigungsgebers auf der real vorliegenden (mechanisch nicht ideal starren) Rotorwelle (vgl. hierzu Bild 3.8, Seite 26). Die sinngemäße Einführung einer ortsabhängigen Winkelgeschwindigkeit in Bild 3.10 erübrigt sich, da die selbsterregten Schwingungen diese Größe nur verschwindend gering beeinflussen.

### 3.3.3 Nachbildung des Frequenzgangs

Der meßtechnisch ermittelte Frequenzgang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke soll durch ein strukturdynamisches Modell möglichst exakt und vollständig nachgebildet werden. Hierzu muß der Amplitudengang dieses Modells in Übereinstimmung mit dem Amplitudengang der mechanischen Übertragungsstrecke gebracht werden. Das Modell kann durch die Reihenschaltung von insgesamt sieben Übertragungsgliedern zweiter Ordnung und eines Verzögerungsglieds erster Ordnung realisiert werden.



**Bild 3.10** Unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung bei Berücksichtigung des Frequenzgangs des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke.

Die Übertragungsfunktion dieses Modells lautet:

$$F(p) = \prod_{k=1}^8 F_k(p) \quad \text{mit} \quad (3.2)$$

$$F_k(p) = \frac{1 + 2 \cdot d_{zk} \cdot p \cdot T_{zk} + p^2 \cdot T_{zk}^2}{1 + 2 \cdot d_k \cdot p \cdot T_k + p^2 \cdot T_k^2} \quad (k = 1, \dots, 7) \quad \text{und} \quad (3.3)$$

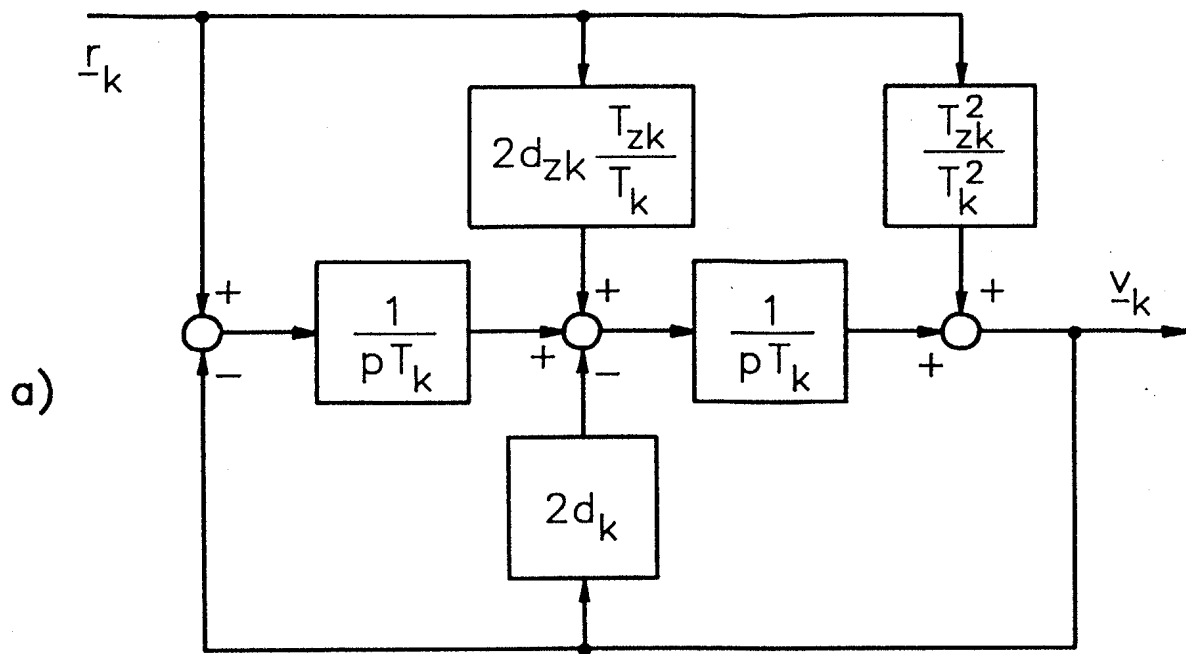
$$F_8(p) = \frac{1}{1 + p \cdot T_m} \quad (3.4)$$

Bild 3.11 zeigt die regelungstechnischen Blockschaltbilder der durch die Gleichungen (3.3) und (3.4) beschriebenen Übertragungsglieder.

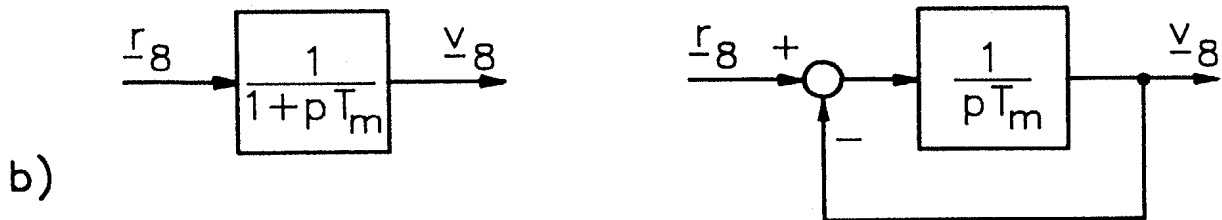
Das Verzögerungsglied erster Ordnung beschreibt das Übertragungsverhalten des Drehbeschleunigungsgebers (s. Abschnitt 4, Seite 47) im interessierenden Frequenzbereich. Die Glieder zweiter Ordnung beschreiben zusammen das Übertragungsverhalten jenes Teils des Rotors, in dem sich die selbsterregten Torsionsschwingungen ausbilden.

Durch eine geeignete Festlegung der Parameter  $d_k$ ,  $T_k$ ,  $d_{zk}$ ,  $T_{zk}$  ( $k = 1, \dots, 7$ ) und des Parameters  $T_m$  kann der Amplitudengang des strukturdynamischen Modells in gute Übereinstimmung mit dem meßtechnisch gewonnenen Amplitudengang (Bild 3.9, Seite 28) gebracht werden. Ein Verfahren zu dieser Festlegung der Modellparameter wird im Abschnitt 5 (Seite 50) beschrieben. Dort sind auch die Zahlenwerte dieser Parameter bei der vorliegenden Strecke angegeben.

Bild 3.12 zeigt den Amplituden- und Phasengang des strukturdynamischen Modells. In jenen Frequenzbereichen, in welchen der Amplitudengang des Modells merklich von jenem der Übertragungsstrecke abweicht, ist in das Diagramm des Amplitudengangs (Bild 3.12a) zusätzlich auch der gemessene Verlauf eingetragen. In ähnlicher Weise sind in das Diagramm des Phasengangs des Modells (Bild 3.12b) zusätzlich die bei verschiedenen diskreten Frequenzen an der Demonstrationsanlage gemessenen Werte der Phase eingetragen.



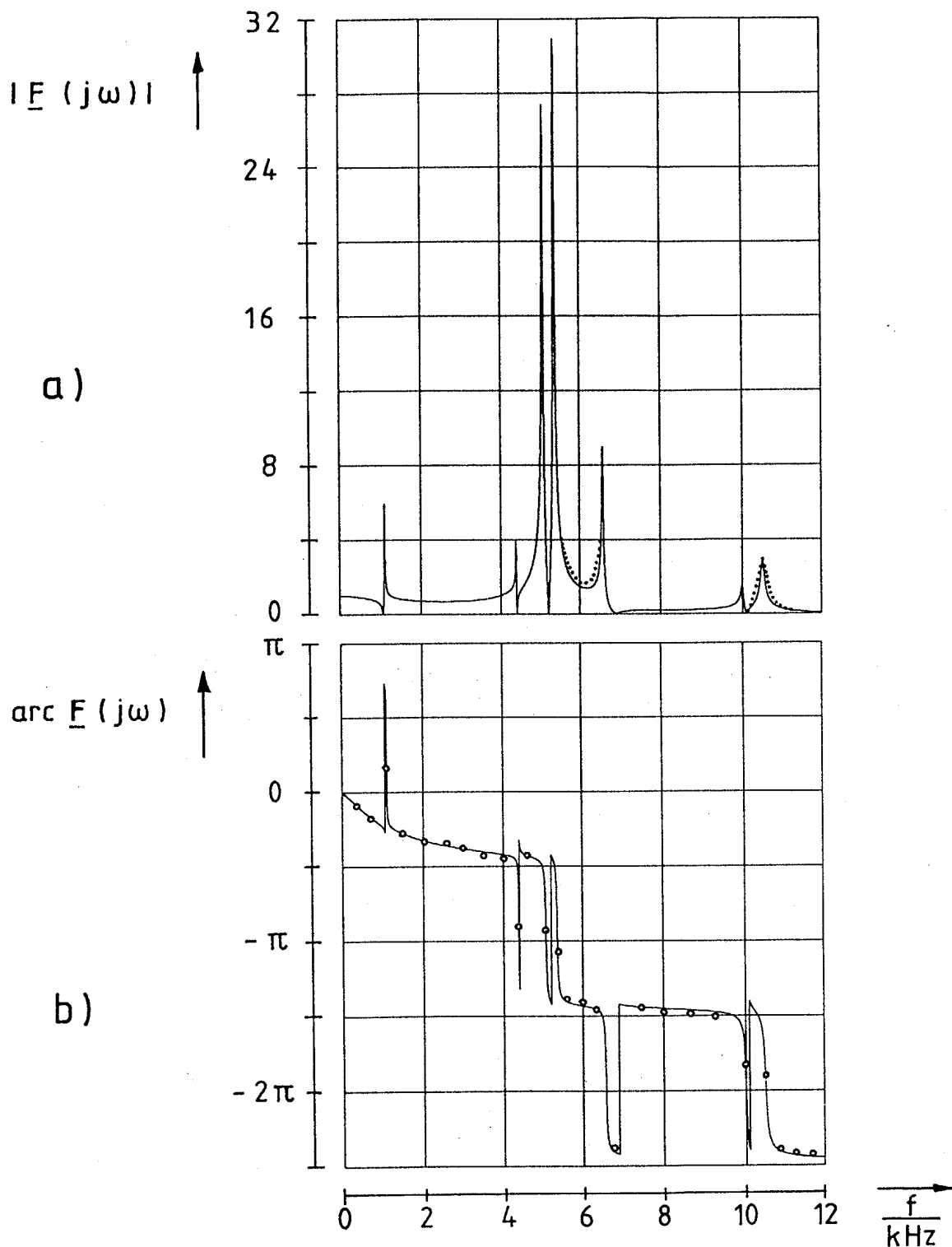
$$F_k(p) = \frac{v_k(p)}{r_k(p)} \quad (k=1, \dots, 7)$$



$$F_8(p) = \frac{v_8(p)}{r_8(p)}$$

**Bild 3.11** a) Regelungstechnisches Blockschaltbild eines Übertragungsglieds 2. Ordnung mit einem frei konfigurierbarem Pol- und Nullstellenpaar;  
b) Regelungstechnisches Blockschaltbild eines Verzögerungsglieds 1. Ordnung.





**Bild 3.12** a) — Amplitudengang des strukturdynamischen Modells und  
 ... gemessener Amplitudengang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke;  
 b) — Phasengang des strukturdynamischen Modells und  
 o bei diskreten Frequenzen an der Demonstrationsanlage gemessene Werte der Phase.

Fügt man nun die Nachbildung des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke in ein Simulationsmodell für die vollständige unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung ein, so entstehen auch dort selbsterregte Schwingungen der gleichen Frequenz und Amplitude wie bei der Demonstrationsanlage. Dies beweist, daß das strukturdynamische Modell die Wirkung des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke in der unterlagerten Regelschleife mit ausreichender Genauigkeit wiedergibt.

### 3.4 Eine Methode zur Unterdrückung der selbsterregten Schwingungen im unterlagerten Regelkreis unter Beibehaltung des regelungstechnischen Konzepts

Im Abschnitt 2 (Seite 9) wurde der Leitgedanke für die Herausnahme der innersten unterlagerten Regelschleife für den Ankerstrom der Maschine und deren Ersatz durch eine solche für die Drehbeschleunigung ihres Rotors erläutert. Infolge dieses Vorgehens greift das Störmoment  $m_0$  innerhalb dieser schnellen, innersten Regelschleife an. Dadurch ist eine drastische Verbesserung des Störübertragungsverhaltens des Antriebs zu erwarten. Gleichzeitig führt dieses Vorgehen jedoch auch zu einer unerwünschten Einbeziehung des Frequenzgangs  $F(j\omega)$  des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke in diese innerste Zweipunktregelschleife. Hierdurch bilden sich in dieser Regelschleife selbsterregte Schwingungen aus (Abschnitt 3.2, Seite 24), die zu einer deutlichen Verschlechterung der Positionierruhe des Gesamtsystems führen.

Der Frequenzgang  $F(j\omega)$  des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke läßt sich mit guter Genauigkeit durch eine Kombination von einfachen, linearen Übertragungsgliedern nachbilden (Abschnitt 3.3.3, Seite 29). Die Integrierer und das Verzögerungsglied erster Ordnung dieses Modells (Bild 3.11, Seite 32) sind 'Bausteine mit Zeitverhalten'. Die Gesamtheit der Ausgangsgrößen dieser Bausteine mit Zeitverhalten stellen einen vollständigen Satz von Zustandsgrößen [14] des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke dar.

Zunächst sei angenommen, daß dieser vollständige Satz von  $q$  Zustandsgrößen des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke meßtechnisch zugänglich ist. Dann liegt der Gedanke nahe, zur Unterdrückung der beschriebenen selbsterregte Schwingungen diesen Satz von Zustandsgrößen sowie den Ankerstrom  $i$  (eine leicht meßbare, weitere Zustandsgröße der Regelstrecke) zeitlich konstant gewichtet auf den Eingang des Zweipunktreglers aufzuschalten.

In Bild 3.13 ist dieses von A. Boehringer vorgeschlagene Vorgehen in einem erweiterten regelungstechnischen Blockschaltbild der unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung dargestellt.

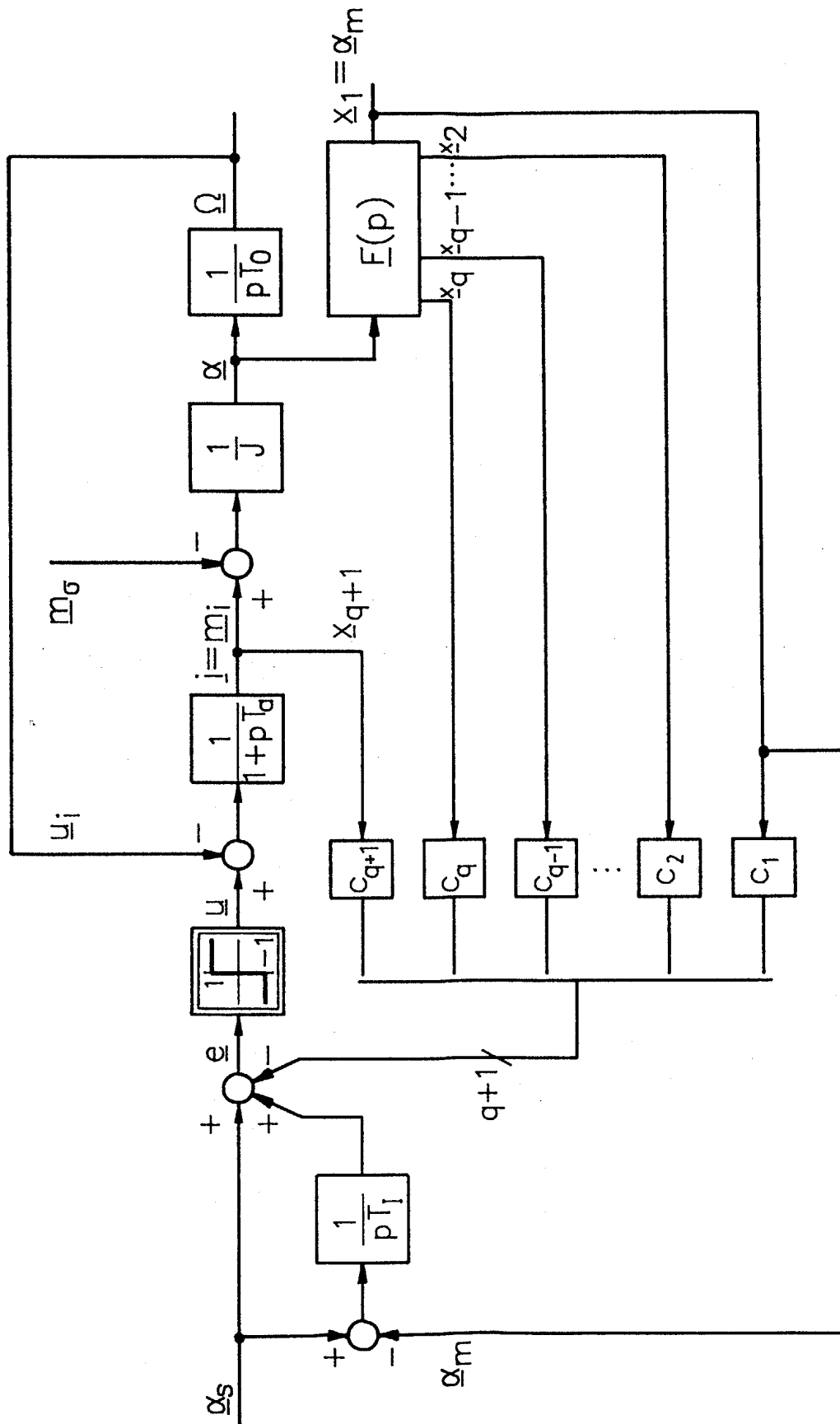
Die beschriebenen selbsterregten Schwingungen haben ihre Ursache im Verlauf des Frequenzgangs

$$\left. - \frac{\underline{e}(j\omega)}{\underline{u}(j\omega)} \right|_{\alpha_S = 0, \underline{m}_\sigma = 0}$$

des linearen Teils der Zweipunktregelschleife (Bild 3.10, Seite 30). Durch die gewichtete Aufschaltung von dessen Zustandsgrößen auf den Eingang des Zweipunktreglers (Bild 3.13) läßt sich aber der Verlauf dieses Frequenzgangs erheblich variieren. Damit ist zumindest eine notwendige Voraussetzung dafür geschaffen, daß die genannten selbsterregten Schwingungen unterbunden werden können. Eine nähere Begründung hierfür wird im Abschnitt 6 (Seite 55) noch dargelegt werden.

### 3.5 Struktur des Beobachters

Die Zustandsgrößen  $x_2, x_3, \dots, x_q$  in Bild 3.13 stellen rein fiktive Größen dar. Sie sind also meßtechnisch nicht erfaßbar. Die Ermittlung dieser Zustandsgrößen kann aber vermöge eines sogenannten Luenberger-Beobachters [15] erfolgen.



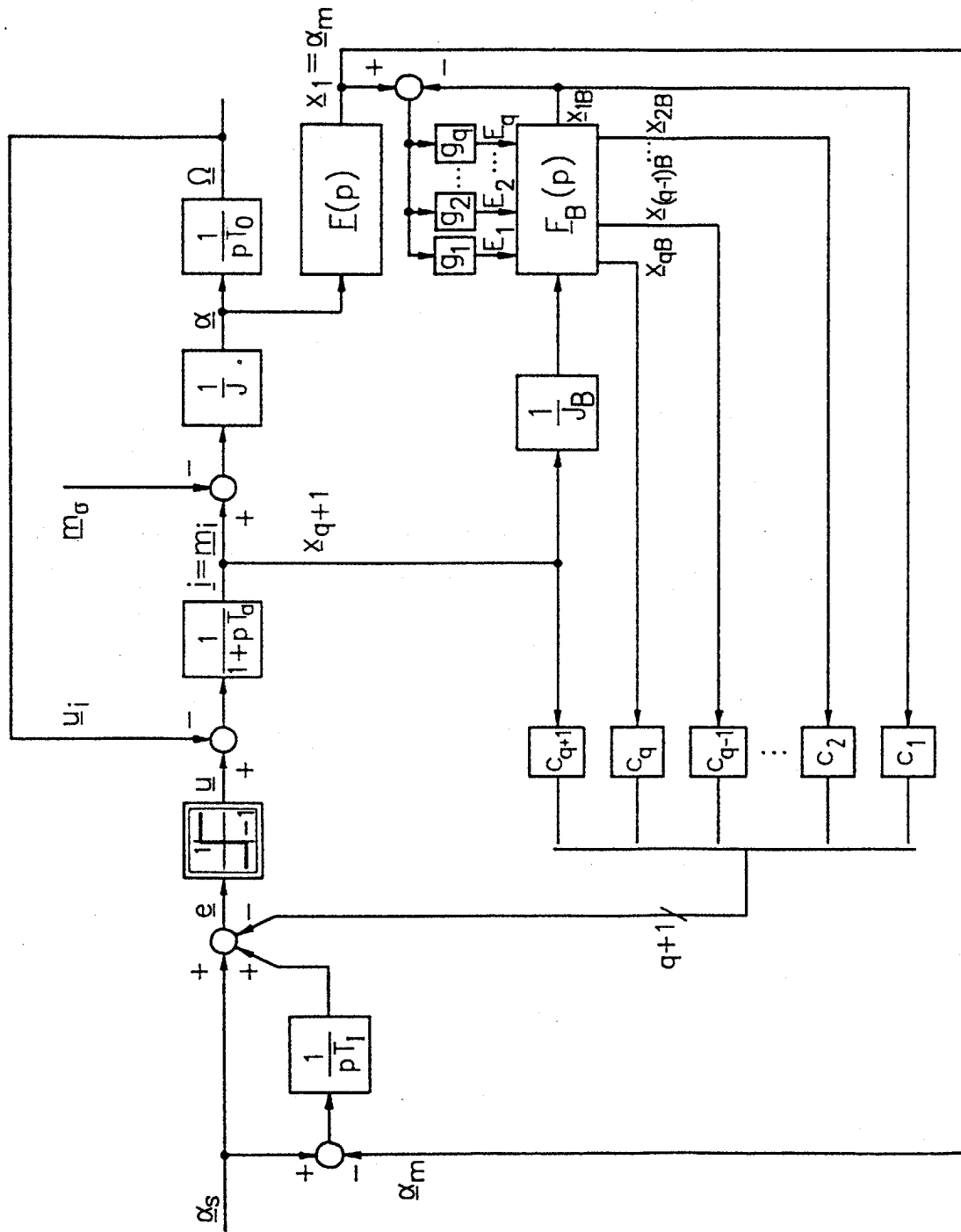
**Bild 3.13** Erweiterte, unterlagerte Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinennrotors mit Rückführung eines vollständigen, zeitlich konstant gewichteten Satzes von Zustandsvariablen der Übertragungsstrecke auf den Eingang des Zweipunktreglers.

In Bild 3.14 ist die Einbindung dieses Beobachters in die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors dargestellt.

Der Frequenzgang  $F_B(j\omega)$  des Beobachters ist eine möglichst vollständige und exakte Nachbildung des Frequenzgangs  $F(j\omega)$  des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke im interessierenden Frequenzbereich. Die Realisierung des Beobachters erfolgt durch die Reihenschaltung von Übertragungsgliedern erster und zweiter Ordnung (Abschnitt 3.3.3, Seite 29). Die Eingänge  $E_1, E_2, \dots, E_q$  der in der Nachbildung enthaltenen Bausteine mit Zeitverhalten müssen von außen zugänglich sein. Auf diese Eingänge wird die mit den zeitlich konstanten Faktoren  $g_1, g_2, \dots, g_q$  gewichtete Differenz  $(x_1 - x_{1B})$  zwischen der Ausgangsgröße der Regelstrecke und der Ausgangsgröße der Nachbildung additiv aufgeschaltet.

Die Größen  $x_{1B}, x_{2B}, \dots, x_{qB}$  der Nachbildung unterscheiden sich für  $m_\sigma = 0$  unabhängig von den gewählten Faktoren  $g_1, g_2, \dots, g_n$  nicht von ihrem jeweiligen Pendant  $x_k$  ( $k=1, 2, \dots, q$ ) der Originalstrecke [7]. Verursacht ein Störmoment  $m_\sigma \neq 0$  eine Differenz zwischen der Ausgangsgröße  $x_1$  der Strecke und der Ausgangsgröße  $x_{1B}$  der Nachbildung, so sorgt ein geeignetes Ensemble von Gewichtungsfaktoren  $g_1, g_2, \dots, g_q$  wieder für die Verringerung dieser Differenz. Auf die Berechnung dieser Gewichtungsfaktoren wird im Abschnitt 7 (Seite 62) noch näher eingegangen.

Um einen möglichst konsistenten Satz von Zustandsvariablen zur gewichteten Aufschaltung auf den Eingang des Zweipunktglieds zu erhalten, wird hierzu anstelle der meßtechnisch erfaßten Drehbeschleunigung  $x_1 = \alpha_m$  die beobachtete Größe  $x_{1B}$  herangezogen. Dem Eingang des Bypass-Integrierers wird dagegen die gemessene Größe  $x_1$  zugeführt, da je nach Größe des Störmoments  $m_\sigma$  geringe stationäre Abweichungen zwischen der beobachteten Größe  $x_{1B}$  und der wahren Größe  $x_1$  auftreten können.



**Bild 3.14** Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors mit Luenberger-Beobachter für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke.

### 3.6 Gewinnung der Faktoren zur Gewichtung eines vollständigen Satzes von Zustandsvariablen für die Aufschaltung auf den Eingang des Zweipunktglieds

Durch eine geeignete Wahl der Gewichtungsfaktoren  $C_1, C_2, \dots, C_q, C_{q+1}$  sowie der Integrationszeitkonstanten  $T_I$  des Bypass-Integrierers in Bild 3.14 (Seite 38) sollen zwei Ziele erreicht werden. Zum einen sollen die störenden selbsterregten Schwingungen im unterlagerten Regelkreis für die Drehbeschleunigung unterdrückt werden. Zum anderen soll die durch Änderungen der Führungsgröße oder des Störmoments hervorgerufene Regeldifferenz ( $\alpha_S - \alpha_m$ ) schnellstmöglich ausgeregelt werden.

Die gewichtete Aufschaltung der Größen  $x_{1B}, x_{2B}, \dots, x_{qB}, x_{q+1}$  dient vornehmlich der Unterdrückung der selbsterregten Schwingungen. Der Bypass-Integrierer hebt dann die eigentliche Regelgröße  $x_1 = \alpha_m$  wieder aus dem Gemisch der aufgeschalteten Zustandsgrößen hervor. Erst durch den Einsatz dieses Bypass-Integrierers ist also gewährleistet, daß anstelle des Gemischs der Zustandsgrößen die Regelgröße  $\alpha_m$  auf den Wert der Führungsgröße eingeregelt wird.

Da die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung mit der Begrenzung der Spannung des Vierquadrantenstellers eine wesentliche Nichtlinearität enthält, kann zur Bestimmung der Gewichtungsfaktoren  $C_1, C_2, \dots, C_q, C_{q+1}$  und der Integrationszeitkonstante  $T_I$  kein übliches Berechnungsverfahren für Zustandsregelungen [13,14] eingesetzt werden. Diese Parameter werden deshalb in neuartiger Weise mit Hilfe eines statistischen Optimierungsverfahrens [16] bestimmt. Zu diesem Zweck wird ein Simulationsmodell für die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung gebildet. In dieses Modell wird auch der Luenberger-Beobachter für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke einbezogen (Bild 3.14, Seite 38). Darüberhinaus wird darin das Steuerverfahren des leistungselektronischen Stellglieds, also die zeitdiskrete Schaltzustandssteuerung, berücksichtigt.

Mit Hilfe dieses Simulationsmodells wird der zeitliche Verlauf der Regelgröße  $\alpha_m(t)$  berechnet, der sich bei einem sprungförmigen Verlauf des Störmoments  $m_\sigma$  gemäß

$$m_\sigma(t) = 0.1 \cdot s(t) \quad (3.5)$$

und bei konstant gehaltener Führungsgröße

$$\alpha_s(t) = 0 \quad (3.6)$$

einstellt. Die Funktion  $s(t)$  bezeichnet die Heavyside-Funktion mit

$$s(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t \geq 0 \\ 0 & \text{für } t < 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Der zeitliche Verlauf der Größe  $\alpha_m$  ist von den Parametern  $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}$  und  $T_I$  abhängig. Ein 'günstiger' Parametersatz  $(C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I)$  zeichnet sich dadurch aus, daß die durch den sprungförmigen Verlauf des Störmoments  $m_\sigma$  hervorgerufene Regeldifferenz  $(\alpha_s - \alpha_m)$  schnell abgebaut und dem stationären Wert null zugeführt wird. (Selbsterregte Schwingungen in der unterlagerten Regelschleife, die durch den vorgegebenen Verlauf des Störmoments angeregt werden, führen zu einer periodischen Regeldifferenz  $(\alpha_s - \alpha_m)$ . Das genannte Kriterium für einen günstigen Parametersatz schließt also einen gut gedämpften Verlauf dieser Schwingungen ein.) Zur Bewertung des genannten Parametersatzes wird aus dem zeitlichen Verlauf der Regelgröße  $\alpha_m$  der Wert eines sogenannten Gütekriteriums  $I(C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I)$  [17] berechnet. Dieses Gütekriterium soll so beschaffen sein, daß sein Wert umso kleiner wird, je schneller die durch den sprungförmigen Verlauf des Störmoments  $m_\sigma$  hervorgerufene Regeldifferenz  $(\alpha_s - \alpha_m)$  ausgeregelt wird. Als geeignetes Gütekriterium erwies sich im vorliegenden Fall:

$$I(C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I) = \int_0^T |\alpha_s - \alpha_m| \cdot t^4 \cdot dt \quad (3.8)$$

Die Parameter  $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I$  werden nun im Rahmen des Optimierungsverfahrens durch 'gezieltes Suchen' derart verän-



dert, daß der Wert dieses Gütekriteriums sich einem Minimum nähert.

Der Ablauf des Optimierungsverfahrens sowie die Wahl

- der oberen Grenze T des Bewertungsintervalls und
- der Anfangswerte der Parameter

werden im Abschnitt 8 (Seite 70) noch näher beschrieben.

Das zur Bildung des Gütekriteriums herangezogene Simulationsmodell für die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung kann das reale Verhalten der Regelschleife (z.B. infolge von Parameterungenauigkeiten, Nichtlinearitäten sowie Haft- oder Gleitreibung und gegebenenfalls auch Lose) grundsätzlich nicht völlig fehlerfrei wiedergeben. Das beschriebene statistische Optimierungsverfahren liefert daher noch bessere Ergebnisse, wenn die Bildung des Gütekriteriums nicht anhand des genannten Simulationsmodells erfolgt, sondern die reale Anlage selbst in den Optimierungsvorgang einbezogen wird ('Hardware-In-The-Loop').

Hierzu wird jener zeitliche Verlauf der Regelgröße  $\alpha_m(t)$  direkt an der Anlage gemessen, der sich bei einem sprungförmigen Verlauf der Führungsgröße  $\alpha_s$  gemäß

$$\alpha_s(t) = 0.1 \cdot \frac{m_{IN}}{J} \cdot s(t) \quad (3.9)$$

mit

$$s(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t \geq 0 \\ 0 & \text{für } t < 0 \end{cases} \quad ((3.7))$$

einstellt. (Um den mechanischen Aufwand zur Erzeugung einer möglichst sprungförmigen Änderung des Störmoments  $m_\sigma$  zu vermeiden, wurde dabei also die Anregung des Systems mittels der Vorgabe einer sprungförmigen Änderung der Führungsgröße  $\alpha_s$  vorgenommen). Der genaue Ablauf des Optimierungsverfahrens unter Einbeziehung der realen Anlage wird im Abschnitt 8.5 (Seite 80) näher beschrieben.

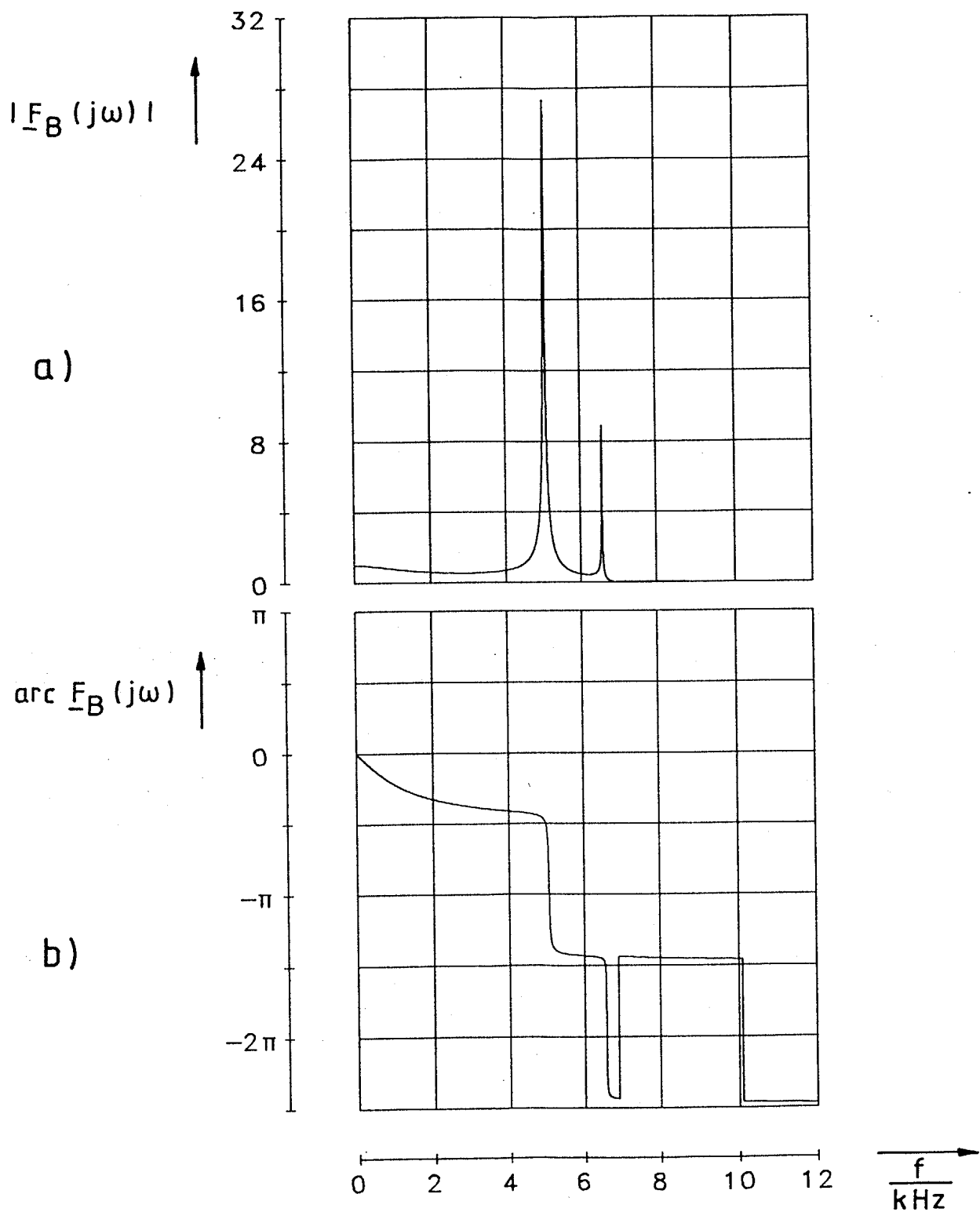
### 3.7 Der Demonstrations-Servoantrieb

Beim Demonstrationsantrieb wurde auf eine vollständige Nachbildung des gemessenen Frequenzgangs  $F(j\omega)$  des mechanischen Teils der Übertragungstrecke (Bild 3.9, Seite 28) durch den Frequenzgang  $F_B(j\omega)$  des Beobachters verzichtet. Um den Schaltungsaufwand zu reduzieren, wurde die Ordnungszahl des Beobachters auf den Wert  $q' = 5$  vermindert. Bild 3.15 zeigt den Frequenzgang des realisierten, vereinfachten Beobachters. Die Gestaltung dieses Frequenzgangs wird im Abschnitt 9 näher beschrieben und begründet.

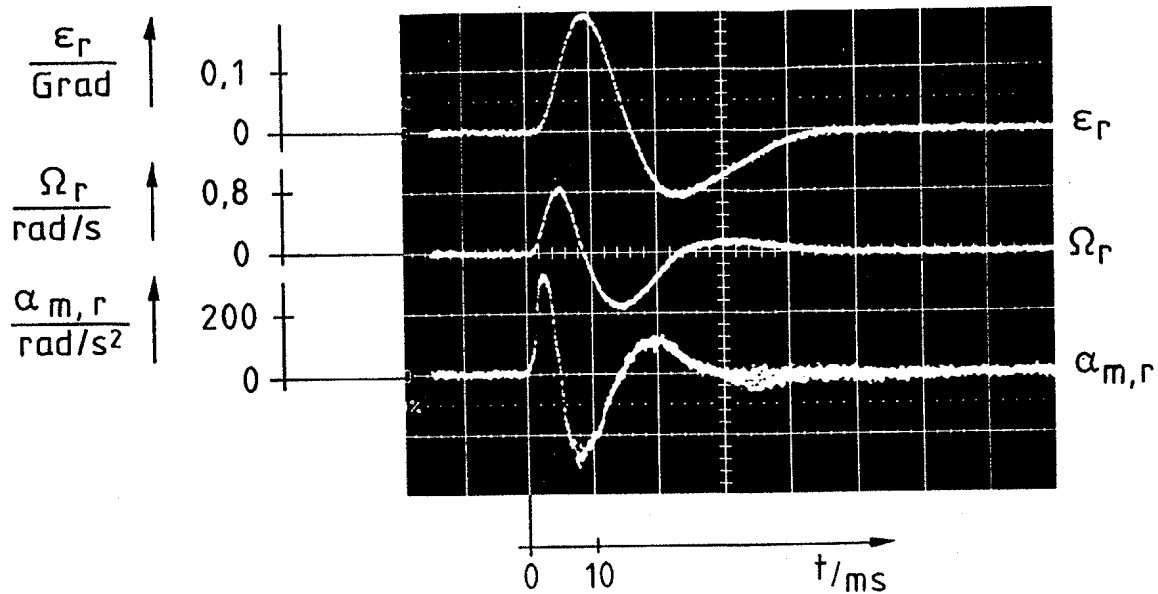
Die Parameter  $C_1, C_2, C_{q'}, \dots, C_{q'+1}$  zur Gewichtung des reduzierten Satzes von Zustandsgrößen sowie die Integrationszeitkonstante  $T_I$  wurden mit Hilfe des im Abschnitt 3.6 erwähnten statistischen Optimierungsverfahrens festgelegt.

Zur Beurteilung des Störübertragungsverhaltens des Demonstrationsantriebs wird das lagegeregelte System mit einer möglichst ideal sprungförmigen Änderung des Lastmoments beaufschlagt. Die hierzu eingesetzte mechanische Anordnung ist im Anhang A3 beschrieben.

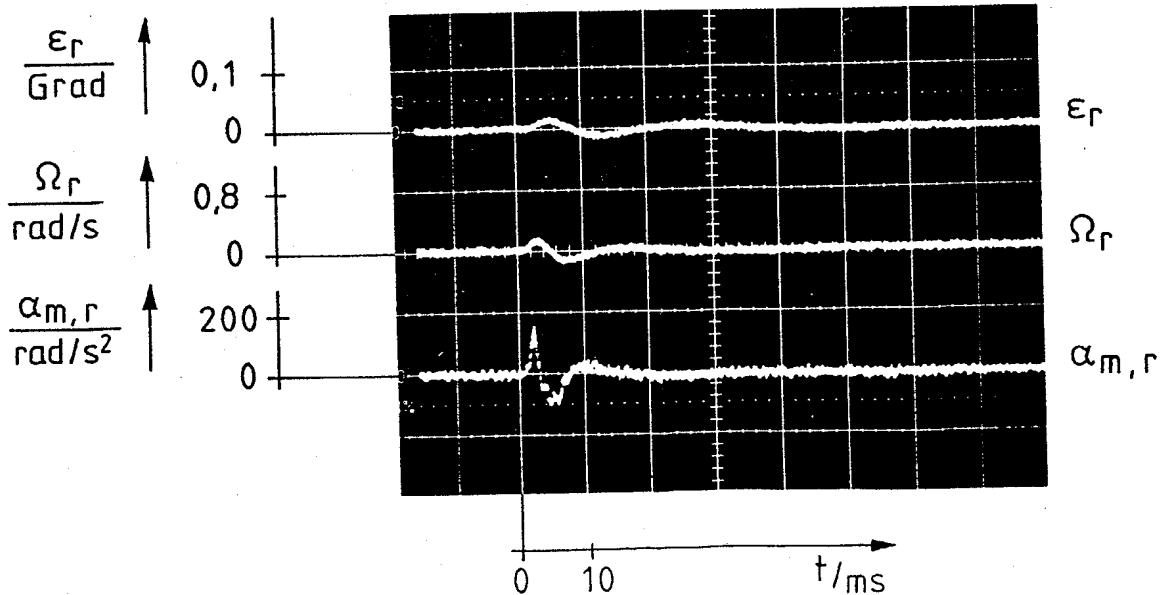
Um einen Vergleich mit dem Stand der Technik zu ermöglichen, wurde das Regelsystem zunächst mit einer unterlagerten Zweipunktregelschleife für den Ankerstrom der Maschine ausgestattet. Die überlagerten Regelschleifen für die Winkelgeschwindigkeit und die Winkellage (Abschnitt 3.1.3, Seite 22) wurden anschließend so ausgelegt, daß sich ein optimales Störübertragungsverhalten des Antriebs ergab. Bild 3.16 zeigt die unter diesen Voraussetzungen gemessenen zeitlichen Verläufe des Drehwinkels, der Winkelgeschwindigkeit sowie der Drehbeschleunigung, wenn zum Zeitpunkt  $t = 0$  ein Lastsprung in Höhe des 0.4-fachen Nennmoments ausgelöst wurde. Die durch den Lastsprung hervorgerufene, maximale Auslenkung der Welle betrug dabei ca. 0.2 Grad.



**Bild 3.15** a) Amplitudengang  $|F_B(j\omega)|$  und  
b) Phasengang  $\arg F_B(j\omega)$  des in der Demonstrationsan-  
lage eingesetzten vereinfachten Beobachters für  
den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke.



**Bild 3.16** Gemessene zeitliche Verläufe des Drehwinkels  $\varepsilon_r$ , der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega_r$  sowie der Drehbeschleunigung  $\alpha_{m,r}$  des Demonstrations-Servoantriebs mit unterlagerter Regelschleife für den Ankerstrom bei einem Lastsprung (zur Zeit  $t=0$ ) in Höhe des 0.4-fachen Nennmoments.



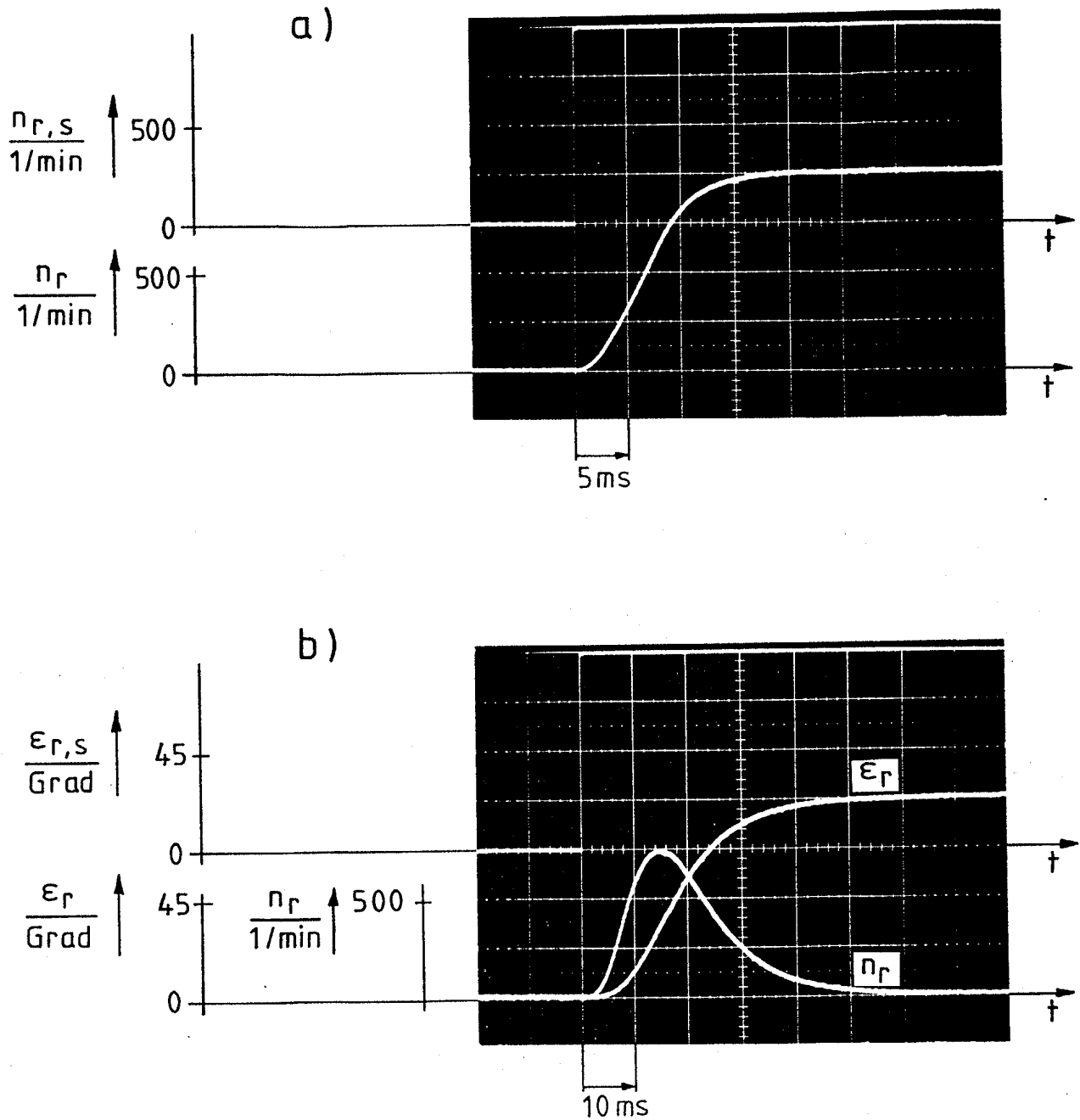
**Bild 3.17** Gemessene zeitliche Verläufe des Drehwinkels  $\varepsilon_r$ , der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega_r$  sowie der Drehbeschleunigung  $\alpha_{m,r}$  des Demonstrations-Servoantriebs mit unterlagerter Regelschleife für die Drehbeschleunigung bei einem Lastsprung (zur Zeit  $t=0$ ) in Höhe des 0.4-fachen Nennmoments.

Anschließend wurde die unterlagerte Regelschleife für den Ankerstrom durch die beschriebene Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors ersetzt. Bild 3.17 zeigt die unter diesen Voraussetzungen gemessenen zeitlichen Verläufe des Drehwinkels, der Winkelgeschwindigkeit sowie der Drehbeschleunigung, wenn wieder zum Zeitpunkt  $t = 0$  ein Lastsprung in Höhe des 0.4-fachen Nennmoments ausgelöst wurde. Die maximale Auslenkung der Welle reduziert sich infolge des Übergangs von der unterlagerten Regelschleife für den Ankerstrom auf die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung von ca. 0.2 Grad auf ca. 0.02 Grad.

Der Vergleich der beiden Diagramme macht deutlich, daß die mit der unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors angestrebten Ziele voll erreicht wurden. Zum ersten wurde das Regelsystem hinsichtlich seines Störverhaltens gegenüber der Ausführung mit unterlagerter Regelschleife für den Ankerstrom ganz entscheidend verbessert. Zum zweiten sind die selbsterregten Schwingungen, die bei der einfachen Ausführung der unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung noch auftraten, nun völlig unterbunden.

Das folgende Bild 3.18 beschreibt noch das Führungsübertragungsverhalten des Regelsystems bei einer Großsignalanregung zum einen im drehzahlgeregelten Betrieb (Bild 3.18a) und zum anderen im lagegeregelten Betrieb (Bild 3.18b), wenn die unterlagerte Regelschleife als Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung ausgeführt ist. Hierbei ergibt sich - wie zu erwarten - kein Unterschied zum Regelsystem mit unterlagerter Regelschleife für den Ankerstrom. Auf eine Wiedergabe der beim letzteren gemessenen, entsprechenden Diagramme wurde daher verzichtet.

Man erkennt, daß sich mit den bezüglich des Störverhaltens des Antriebs optimierten überlagerten Regelschleifen auch ein ausgezeichnetes Führungsverhalten ohne jegliches Überspringen ergibt. Das gilt sowohl für den Betrieb mit Drehzahlregelung als auch für jenen mit Lageregelung.



**Bild 3.18** Führungsübertragungsverhalten des Regelsystems bei Großsignalanregung:

- a) Sprungantwort im drehzahlgeregelten Betrieb bei einer Sollwertänderung von  $1000 \cdot 1/\text{min}$ ;
- b) Sprungantwort im lagegeregelten Betrieb bei einer Sollwertänderung von 90 Grad.

## Teil II Die Begründung der Lösung im Einzelnen

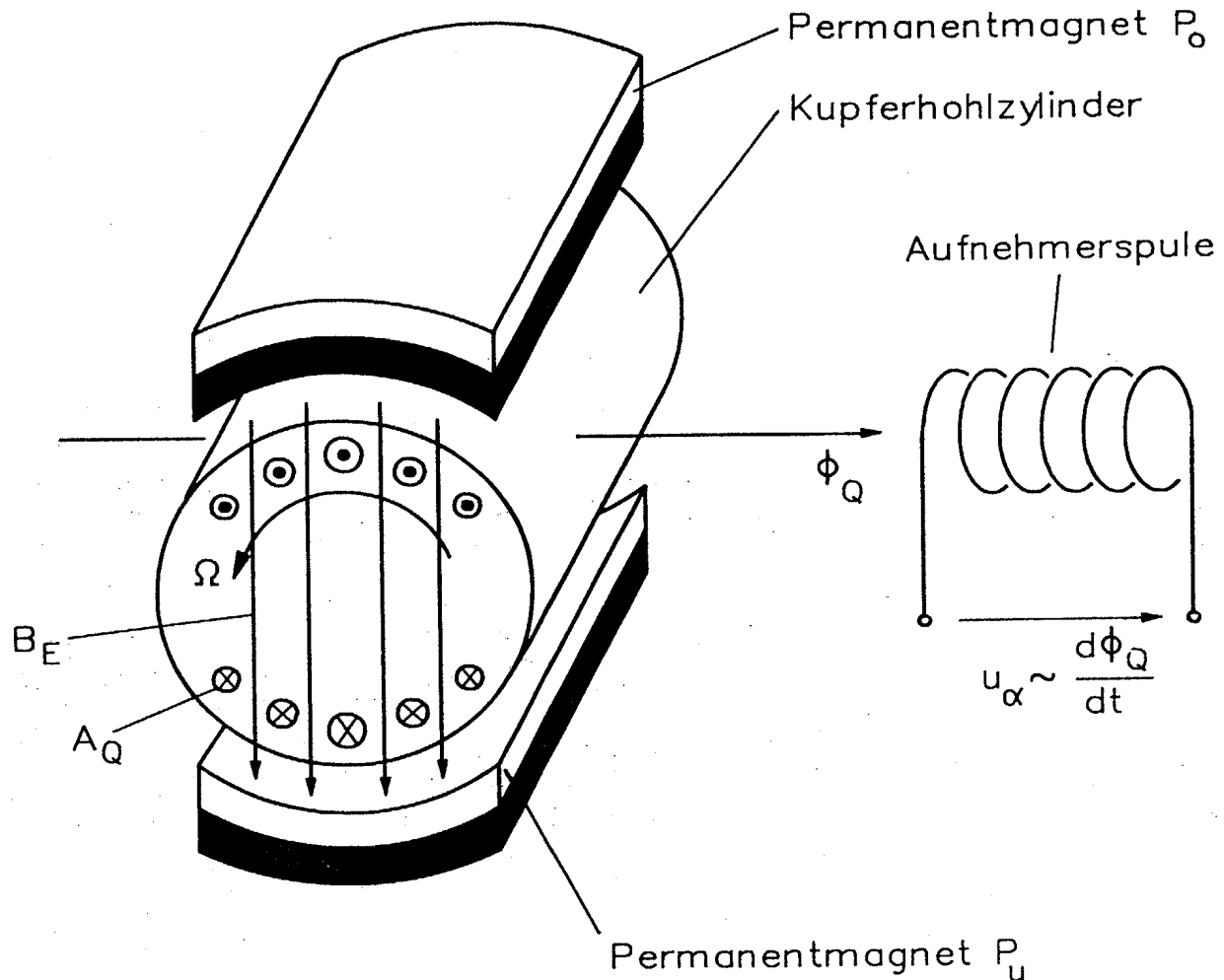
### 4. Meßprinzip für die Drehbeschleunigung

Nachstehend soll zunächst nur das Prinzip [18,19] geschildert werden, welches dem in der Demonstrationsanlage verwendeten Sensor für die Drehbeschleunigung zugrunde liegt. Eine ausführliche Beschreibung dieses Sensors findet sich im Anhang A4.

In der in Bild 4.1 dargestellten Anordnung wird durch die beiden Permanentmagnete  $P_0$  und  $P_u$  ein zeitlich konstantes Magnetfeld  $B_F$  in Vertikalrichtung hervorgerufen. In diesem Vertikalfeld befindet sich ein Kupferhohlzylinder, der an seinem Front- und Rückende jeweils mit einem Deckel aus demselben Material versehen ist. Dieser Kupferhohlzylinder rotiert mit der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  in mathematisch positivem Drehsinn. Infolgedessen werden im Mantel des Hohlzylinders Ströme in axialer Richtung hervorgerufen, welche in der oberen Mantelhälfte von hinten nach vorne und in der unteren Mantelhälfte von vorne nach hinten fließen. Diese Ströme erzeugen ihrerseits ein magnetisches Feld in Querrichtung, welches unter den genannten Voraussetzungen von links nach rechts gerichtet ist. Auf der rechten Seite der in Bild 4.1 gezeigten Anordnung ist eine Aufnehmerspule angeordnet, die von einem Teil dieses magnetischen Querfelds durchsetzt wird.

Der von dieser Aufnehmerspule umfaßte magnetische Fluß  $\Phi_Q$  ist im stationären Zustand proportional zur Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  des Kupferhohlzylinders. Die in der Aufnehmerspule induzierte Signalspannung  $u_\alpha$  ist proportional zur Ableitung dieses Flusses  $\Phi_Q$  nach der Zeit.

Zur Erläuterung des Übertragungsverhaltens des Aufnehmers sei zum Zeitpunkt  $t = 0$  eine sprungförmige Änderung der Drehbeschleunigung  $\alpha$  des zunächst stillstehenden Kupferhohlzylinders vom Wert  $\alpha = 0$  auf den Wert  $\alpha = \alpha_1$  angenommen (Bild 4.2). Unter dieser Voraussetzung nimmt die Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  des Zylinders anschließend linear über der Zeit zu.



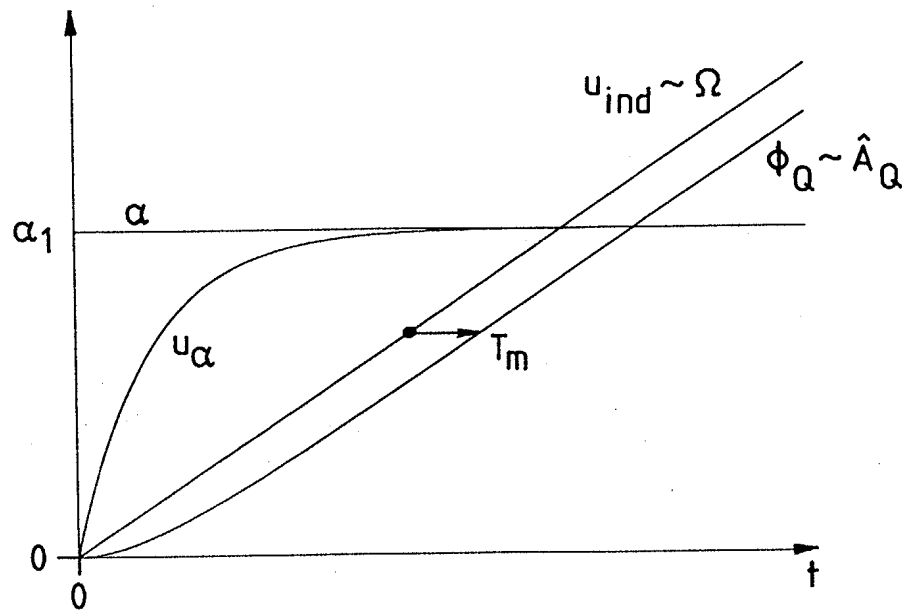
**Bild 4.1** Zur Erläuterung der grundsätzlichen Funktion des Aufnehmers für die Drehbeschleunigung.

Wie unmittelbar einzusehen ist, folgt die für die Ausbildung des Strombelags  $A_Q$  maßgebende Spannung  $u_{ind}$  zwischen dem Front- und dem Rückende des Kupferhohlzylinders der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  ohne Verzögerung. Die Amplitude  $\hat{A}_Q$  des (ortsabhängigen) Strombelags und der magnetische Fluß  $\Phi_Q$  kennzeichnen die im Querfeld gespeicherte magnetische Energie; man beobachtet daher einen Aufbau dieser beiden Größen, wie er im Bild 4.2 dargestellt ist. Dies ist der typische Verlauf, der sich ergibt, wenn die Eingangsgröße eines Verzögerungsglieds erster Ordnung



zeitlinear verändert wird. Zwischen der linear über der Zeit ansteigenden Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  und der Amplitude des Strombelags  $A_Q$  bzw. dem magnetischen Fluß  $\Phi_Q$  baut sich dabei ein sogenannter Schleppfehler  $T_m$  auf. Nach [12] gehorcht der Fluß  $\Phi_Q$  damit der Beziehung

$$\Phi_Q \sim [t - T_m(1 - e^{-(t/T_m)})] \quad (t \geq 0) . \quad (4.1)$$



**Bild 4.2** Zeitliche Verläufe der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$ , der induzierten Spannung  $u_{ind}$ , der Amplitude des Strombelags  $A_Q$ , des magnetischen Flusses  $\Phi_Q$  sowie der Signalspannung  $u_{\alpha}$ , wenn sich die Drehbeschleunigung zur Zeit  $t = 0$  sprunghaft vom Wert  $\alpha = 0$  auf den Wert  $\alpha = \alpha_1$  verändert.

Die in der Aufnehmerspule induzierte Signalspannung  $u_{\alpha}$  ist proportional zur Ableitung dieses Flusses  $\Phi_Q$  nach der Zeit. Für  $u_{\alpha}$  ergibt sich infolgedessen ein zeitlicher Verlauf, welcher der Beziehung

$$u_{\alpha} \sim (1 - e^{-(t/T_m)}) \quad (t \geq 0) \quad (4.2)$$

gehorcht.

Damit lautet der Zusammenhang zwischen der Signalspannung  $u_\alpha$  und der Drehbeschleunigung  $\alpha$ :

$$u_\alpha \sim \frac{1}{1 + p \cdot T_m} \cdot \alpha \quad (4.3)$$

Das Übertragungsverhalten des Aufnehmers für die Drehbeschleunigung wird also durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung beschrieben. Im Anhang A4 wird dargelegt, daß dessen Zeitkonstante deutlich unter 0.1 ms gehalten werden kann.

Insgesamt weist der Aufnehmer für die Drehbeschleunigung also folgende wesentliche Eigenschaften auf:

- Die Signalspannung wird aktiv erzeugt. Der Aufnehmer benötigt keinerlei Hilfsspannung.
- Der Aufnehmer besitzt das Übertragungsverhalten eines Verzögerungsglieds erster Ordnung mit sehr kleiner Zeitkonstante.
- Die Abnahme der Signalspannung erfolgt ohne Schleifringe an einer ruhenden Spule.
- Die Signalspannung besitzt keine prinzipbedingte Welligkeit.

##### 5. Modell für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke

Der Frequenzgang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke soll durch ein strukturdynamisches Modell möglichst exakt und vollständig nachgebildet werden (siehe Abschnitt 3.3.3, Seite 29). Dieses Modell wird durch die Reihenschaltung von insgesamt sieben Übertragungsgliedern zweiter Ordnung und eines Verzögerungsglieds erster Ordnung realisiert.

Die Übertragungsfunktion des Modells lautet also:

$$F(p) = \prod_{k=1}^8 F_k(p) \quad \text{mit} \quad (5.1)$$

$$F_k(p) = \frac{1 + 2 \cdot d_{zk} \cdot p \cdot T_{zk} + p^2 \cdot T_{zk}^2}{1 + 2 \cdot d_k \cdot p \cdot T_k + p^2 \cdot T_k^2} \quad (k = 1, \dots, 7) \quad \text{und} \quad (5.2)$$

$$F_8(p) = \frac{1}{1 + p \cdot T_m} \quad (5.3)$$

Das Verzögerungsglied erster Ordnung beschreibt das Übertragungsverhalten des Drehbeschleunigungsgebers (s. Abschnitt 4, Seite 47) im interessierenden Frequenzbereich. Die Glieder zweiter Ordnung beschreiben zusammen das Übertragungsverhalten jenes Teils des Rotors, in dem sich die selbsterregten Torsionsschwingungen ausbilden.

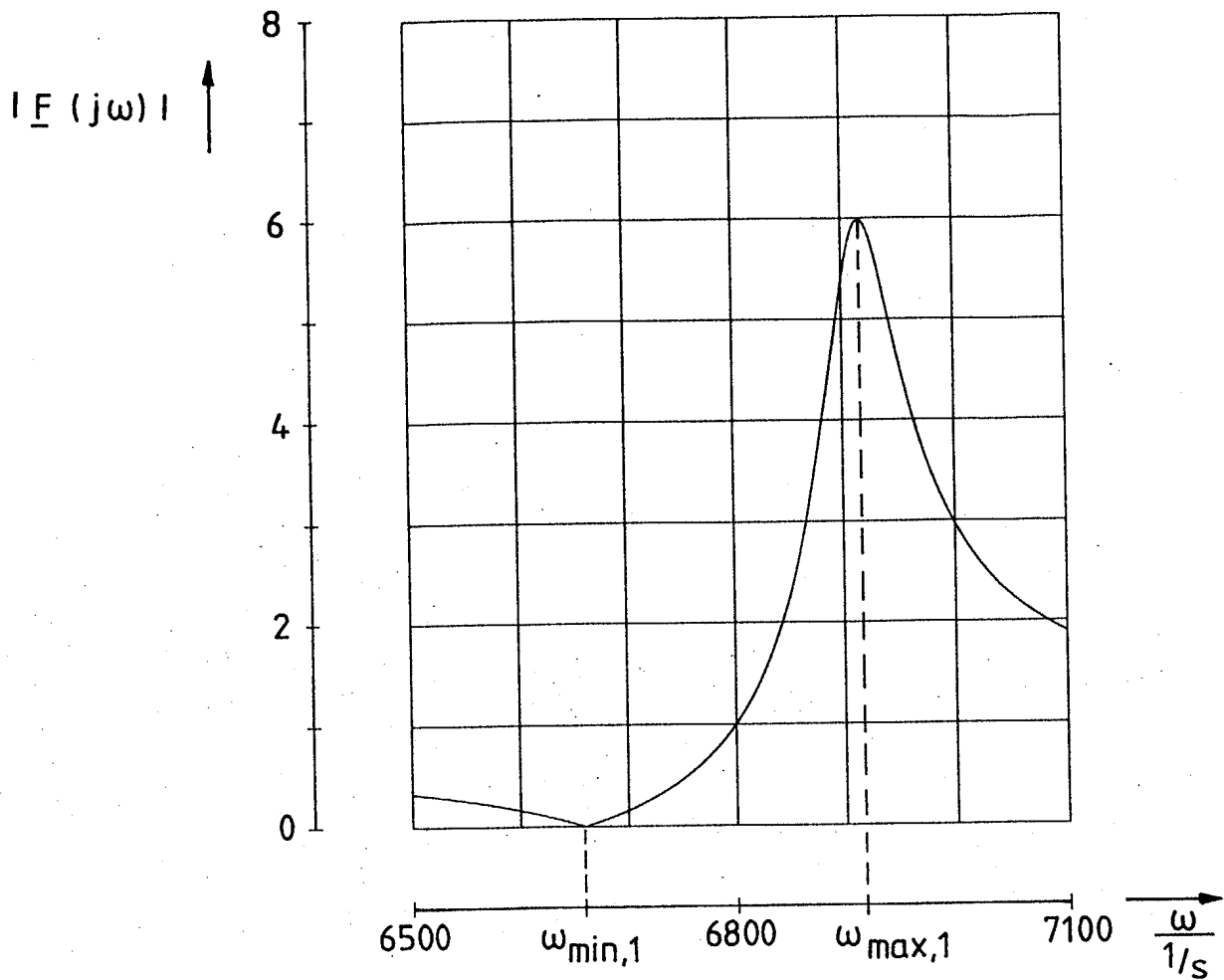
Die Anpassung des Frequenzgangs des strukturdynamischen Modells an den gemessenen Frequenzgang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke erfolgt durch eine geeignete Festlegung der Parameter  $d_k$ ,  $T_k$ ,  $d_{zk}$ ,  $T_{zk}$  ( $k = 1, \dots, 7$ ) sowie des Parameters  $T_m$ .

Zunächst wird  $T_m$  aus den Meßwerten der Phase  $\text{arc}F(j\omega)$  im unteren, von Torsionsschwingungen des Rotors noch unbeeinflussten Frequenzbereich berechnet. Für den Phasengang gilt in diesem Frequenzbereich mit sehr guter Näherung die Beziehung

$$\text{arc}F(j\omega) = - \arctan(\omega \cdot T_m) \quad (5.4)$$

Mit Hilfe dieser Gleichung kann der Parameter  $T_m$  aus den Meßwerten der Phase im unteren Frequenzbereich mit guter Genauigkeit ermittelt werden.

Im nächsten Schritt werden dann die verschiedenen, in Gleichung (5.2) enthaltenen Zähler- und Nennerpolynome zweiter Ordnung den verschiedenen Minima und Maxima des gemessenen Amplitudengangs  $|F(j\omega)|$  der Übertragungsstrecke (Bild 3.9, Seite 28) zugeordnet. Da der Dämpfungsgrad  $d_k$  ( $k = 1, \dots, 7$ ) der Nennerpolynome durchweg sehr klein ist, wird der Wert eines herausgegriffenen Parameters  $T_k$  praktisch allein durch die Kreisfrequenz  $\omega_{\max,k}$  beim zugeordneten Maximum des Amplitudengangs (Bild 5.1) und nur in sehr bescheidenem Maß durch den zugehörigen Dämpfungsgrad  $d_k$  bestimmt. Die den Minima und den übrigen Maxima zugeordneten Zähler- und Nennerpolynome beeinflussen den vorstehend herausgegriffenen Parameter  $T_k$  praktisch nicht.



**Bild 5.1** Ausschnitt aus dem gemessenen Frequenzgang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke.

Die Kreisfrequenz  $\omega_{\max,k}$  wird direkt aus dem gemessenen Amplitudengang  $|F(j\omega)|$  abgelesen (Bild 5.1). Der Parameter  $T_k$  ergibt sich aus  $\omega_{\max,k}$  und dem zunächst noch unbekannten Dämpfungsgrad  $d_k$  zu

$$T_k = \frac{1}{\omega_{\max,k}} \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot d_k^2} \quad . \quad (5.5)$$

Analoge Aussagen gelten bei der vorliegenden Übertragungsfunktion für die Zählerpolynome; dort wird der Dämpfungsgrad eines Zählerpolynoms  $k$  durch den Parameter  $d_{zk}$  ( $k = 1, \dots, 7$ ) gekennzeichnet. Ein Parameter  $T_{zk}$  ergibt sich aus der Kreisfre-

quenz  $\omega_{\min,k}$  beim zugeordneten Minimum des Amplitudengangs  $|F(j\omega)|$  (Bild 5.1) und dem zunächst noch unbekannten Dämpfungsgrad  $d_{zk}$  zu

$$T_{zk} = \frac{1}{\omega_{\min,k}} \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot d_{zk}^2} \quad . \quad (5.6)$$

Wenn wie im vorliegenden Fall die Zahl der Minima des Amplitudengangs kleiner ist als die Zahl der Maxima, werden zur vollständigen Nachbildung des Frequenzgangs nicht alle Zählerpolynome zweiter Ordnung benötigt. Die in diesem Sinne 'entbehrlichen' Polynome werden durch den Wert 1 ersetzt.

Die Ermittlung der noch offenen Parameter erfolgt anschließend mit Hilfe eines Digitalrechners iterativ in mehreren Schritten.

1. Im ersten Schritt werden die Parameter  $d_k$  ( $k = 1, \dots, 7$ ) sowie die verbliebenen Parameter  $d_{zk}$  mit einem an sich beliebigen, aus praktischen Gründen aber ziemlich kleinen Wert (z.B. 0.01) angenommen. (Da der Frequenzgang  $F(j\omega)$  eine passive mechanische Übertragungsstrecke ohne Allpaßverhalten beschreibt, wird der zulässige Bereich für die Parameter  $d_k$  und  $d_{zk}$  auf positive Werte beschränkt). Aus den Gleichungen (5.5) und (5.6) ergeben sich dann die zugehörigen Werte der Parameter  $T_k$  und  $T_{zk}$ .
2. Im nächsten Schritt wird der Dämpfungsgrad jenes Polynoms, das dem ersten Extremwert des Amplitudengangs zugeordnet ist, so verändert, daß die Nachbildung in diesem Extremwert mit der Messung übereinstimmt. Dabei wird nach jeder Veränderung des Parameters  $d_1$  (oder  $d_{z1}$ ) der zugehörige Wert  $T_1$  (oder  $T_{z1}$ ) nach Gl. (5.5) (oder (5.6)) neu berechnet. Diese Prozedur wird anschließend nacheinander auf alle weiteren Extremwerte angewendet.
3. Da sich die Anpassung eines Extremwerts des Amplitudengangs auch auf die benachbarten Minima und Maxima auswirkt, muß der vorgenannte, zweite Schritt einige Male wiederholt werden, bis der Amplitudengang des Modells in allen Extremwerten mit der Messung übereinstimmt.

Dieses höchst einfache Verfahren konvergiert im vorliegenden Fall sehr schnell. Bereits nach drei Wiederholungen des zweiten Schritts wurde eine Übereinstimmung der Extremwerte des Amplitudengangs des strukturdynamischen Modells mit jenen des Amplitudengangs der Strecke bis auf ca. 2% erreicht.

Wie aus Bild 3.12 (Seite 33) hervorgeht, stimmt der Frequenzgang des Modells für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke dann auch in den Bereichen außerhalb der Minima und Maxima gut mit dem gemessenen Frequenzgang überein. In der nachstehenden Tabelle 5.1 sind die so gewonnenen Zahlenwerte der einzelnen Parameter aufgeführt.

k	$d_k$	$T_k$	$d_{zk}$	$T_{zk}$
1	$5.13 \cdot 10^{-3}$	144.7 $\mu s$	0	150.1 $\mu s$
2	$1.59 \cdot 10^{-3}$	36.34 $\mu s$	0	36.17 $\mu s$
3	$3.23 \cdot 10^{-3}$	31.39 $\mu s$	0	0
4	$3.15 \cdot 10^{-3}$	29.75 $\mu s$	0	30.61 $\mu s$
5	$2.92 \cdot 10^{-3}$	24.22 $\mu s$	0	23.07 $\mu s$
6	$2.93 \cdot 10^{-3}$	15.92 $\mu s$	0	15.76 $\mu s$
7	$4.50 \cdot 10^{-3}$	15.16 $\mu s$	0	0

$$T_m = 130 \mu s$$

Tabelle 5.1 Die Parameter des strukturdynamischen Modells für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke.

## 6. Unterdrückung der selbsterregten Schwingungen im unterlagerten Regelkreis durch Aufschaltung eines geeignet gewichteten, vollständigen Satzes von Zustandsvariablen auf den Eingang des Zweipunktglieds

### 6.1 Vorbemerkung

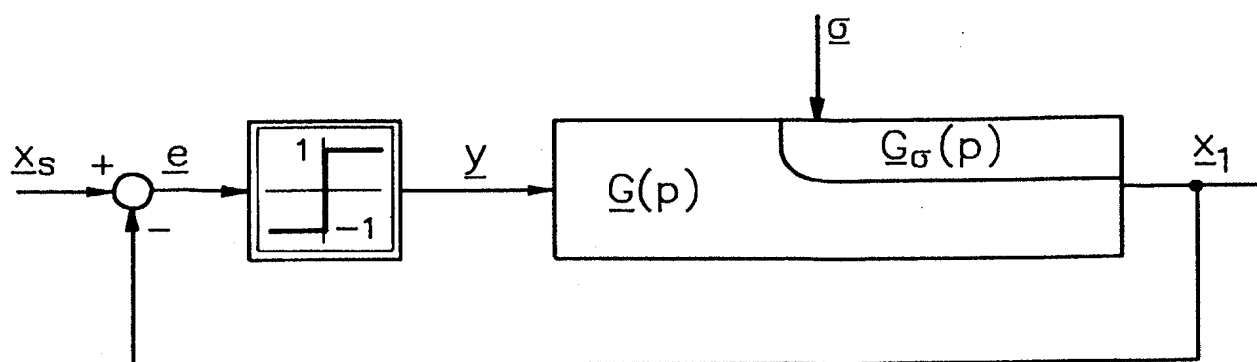
Die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors schließt auch den sogenannten 'Frequenzgang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke' ein. Infolgedessen bilden sich in dieser Zweipunktregelschleife selbsterregte Schwingungen aus, die zu einer deutlichen Verschlechterung der Positionier Ruhe des Gesamtsystems führen (Abschnitt 3.2, Seite 24). Im folgenden soll nachgewiesen werden, daß diese selbsterregten Schwingungen durch die Aufschaltung eines geeignet gewichteten, vollständigen Satzes von Zustandsvariablen des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke auf den Eingang des Zweipunktglieds unterdrückt werden können.

### 6.2 Die asymptotische Stabilität der Gleichgewichtslage eines Zweipunktregelkreises

#### 6.2.1 Der Begriff 'Asymptotische Stabilität'

Die beiden Begriffe 'Stabilität' und 'Asymptotische Stabilität' der Gleichgewichtslage einer Regelschleife mit einem Zweipunktglied ohne Hysterese sind nach [20] folgendermaßen definiert:

Die Gleichgewichtslage einer Zweipunktregelschleife gemäß Bild 6.1 an der Stelle  $e = 0$  wird genau dann stabil genannt, wenn die durch eine kleine, zeitlich begrenzte Störung  $\sigma(t)$  verursachte Auslenkung von  $e(t)$  aus dieser Gleichgewichtslage nach dem Verschwinden der Einwirkung unterhalb einer vorgegebenen Grenze bleibt, sofern der Absolutbetrag der Störung hinreichend klein ist [20].



**Bild 6.1** Regelungstechnisches Blockschaltbild, welches der Definition der Stabilität und der asymptotischen Stabilität der Gleichgewichtslage eines Zweipunktregelkreises zugrundegelegt ist.

Strebt die Abweichung von  $e(t)$  von der Gleichgewichtslage im Laufe der Zeit sogar gegen null, gilt also die Gleichung

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0, \quad (6.1)$$

so wird die Gleichgewichtslage asymptotisch stabil genannt.

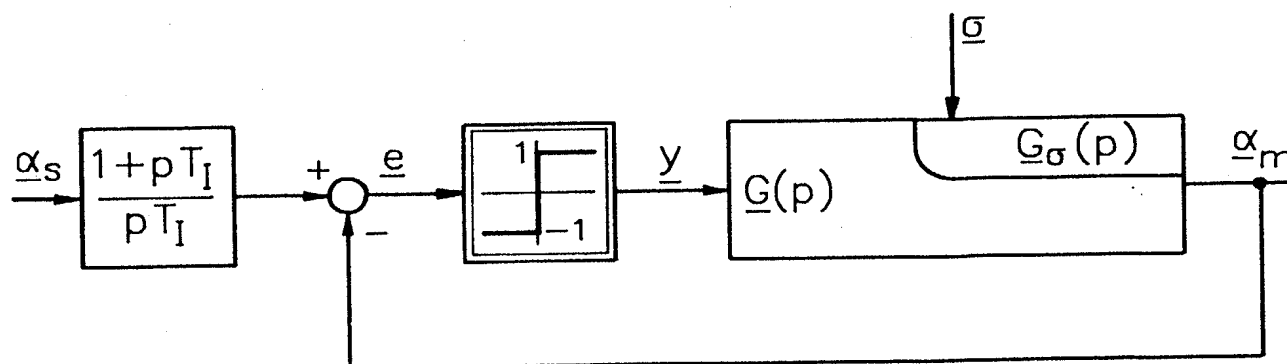
Die asymptotische Stabilität der Gleichgewichtslage schließt also die Anfachung von selbsterregten Schwingungen für eine gewisse Klasse von Störungen aus. Sie stellt damit eine notwendige Bedingung für das Ausbleiben von selbsterregten Schwingungen dar.

Es sei noch erwähnt, daß jedes Zweipunktregelsystem, das mit Ausnahme des Zweipunktglieds nur lineare, zeitkontinuierliche Übertragungsglieder enthält, auf eine Form gebracht werden kann, die dem in Bild 6.1 dargestellten Blockschaltbild entspricht, sofern diesem noch ein Führungsfilter vorgeschaltet wird [20].

Die Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors gemäß Bild 3.13 (Seite 36) läßt sich durch ein derartiges, in Bild 6.2 wiedergegebenes Blockschaltbild beschreiben. Die Aussagen über die Stabilität der Zweipunktregelschleife bleiben



von einer eventuell vorhandenen Aufbereitung des Führungssignals (z. B. durch ein Führungsfilter) selbstverständlich unberührt, worauf auch in [20], zumindest implizit, bereits hingewiesen wird.



**Bild 6.2** Durch Umstrukturierung der Anordnung nach Bild 3.13 (Seite 36) entstehende Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors mit dem bei dieser Umstrukturierung entstehenden 'Führungsfilter'  $\frac{1+p \cdot T_I}{p \cdot T_I}$ .

#### 6.2.2 Ein hinreichendes Kriterium für die asymptotische Stabilität eines Zweipunktregelkreises

Dem nachfolgend angegebenen, hinreichenden Kriterium für die asymptotische Stabilität der Gleichgewichtslage eines Zweipunktregelkreises liegt die Zweipunktregelschleife gemäß Bild 6.1 und damit auch die in Bild 6.2 dargestellte Zweipunktregelschleife mit Führungsfilter zugrunde.

Bei diesem Kriterium wird vorausgesetzt, daß die Regelschleife außer einem nichtlinearen Glied, nämlich dem Zweipunktglied, nur lineare Übertragungsglieder mit nicht verteilten Parametern enthält, deren Wirkung durch die Übertragungsfunktion

$$\left. - \frac{\underline{e}(p)}{\underline{y}(p)} \right|_{\substack{\underline{\sigma} = 0 \\ \underline{x}_s = 0}} = \underline{G}(p) = \frac{b_\mu \cdot p^\mu + b_{\mu-1} \cdot p^{(\mu-1)} + \dots + b_1 \cdot p + b_0}{a_\nu \cdot p^\nu + a_{\nu-1} \cdot p^{(\nu-1)} + \dots + a_1 \cdot p + a_0} \quad (6.2)$$

mit  $\nu \geq \mu$  beschrieben wird. Der Fall  $\nu = \mu$  sei im folgenden ausgeschlossen, d.h. es wird angenommen, daß die Ausgangsgröße  $x_1$  eine Zustandsgröße der Übertragungsstrecke ist.

Die vorstehende Übertragungsfunktion  $\underline{G}(p)$  läßt sich auch wie folgt darstellen:

$$\underline{G}(p) = \left( \gamma_0 + \frac{\gamma_1}{p} + \frac{\gamma_2}{p^2} + \dots \right) \cdot \frac{1}{p^{(\nu-\mu)}} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\gamma_k}{p^{(\nu-\mu+k)}} \quad (6.3)$$

Nach [20] kann hierzu nun folgende Aussage getroffen werden:  
Die Gleichgewichtslage eines Zweipunktregelkreises an der Stelle  $e = 0$  ist genau dann asymptotisch stabil, wenn

- die Übertragungsfunktion  $\underline{G}(p)$  des linearen Systemteils nur Nullstellen (d.h. Wurzeln des Zählerpolynoms) mit negativen Realteilen besitzt,
- die Differenz zwischen dem Grad des Nenners und dem Grad des Zählers die Zahl 2 nicht übersteigt und
- die Koeffizienten  $\gamma_0$  und  $\gamma_1$  der Entwicklung von  $\underline{G}(p)$  nach Potenzen von  $1/p$  der Ungleichung

$$\gamma_0 > 0 \quad \text{für } \nu - \mu = 1 \quad (6.4)$$

bzw. den Ungleichungen

$$\gamma_0 > 0 \quad \text{und} \quad \gamma_1 < 0 \quad \text{für } \nu - \mu = 2 \quad (6.5)$$

genügen.

Sofern die Übertragungsfunktion  $\underline{G}(p)$  in Form der Gleichung (6.2) vorliegt, sind die Koeffizienten  $\gamma_0$  und  $\gamma_1$  durch die Gleichungen

$$\gamma_0 = \frac{b_\mu}{a_\nu} \quad (6.6)$$

$$\text{und} \quad \gamma_1 = \frac{1}{a_\nu} \cdot (b_{\mu-1} - \gamma_0 \cdot a_{\nu-1}) \quad (6.7)$$

erklärt.

### 6.3 Herstellung der asymptotischen Stabilität der Gleichgewichtslage einer Zweipunktregelschleife durch die Aufschaltung eines geeignet gewichteten Satzes von Zustandsvariablen

Für den linearen Teil der in Bild 6.1 (Seite 56) dargestellten Übertragungsstrecke, der durch die Übertragungsfunktion  $\underline{G}(p)$  mit

$$\underline{G}(p) = \frac{\underline{Z}(p)}{\underline{N}(p)} = \frac{b_{\mu} \cdot p^{\mu} + b_{\mu-1} \cdot p^{(\mu-1)} + \dots + b_1 \cdot p + b_0}{a_{\nu} \cdot p^{\nu} + a_{\nu-1} \cdot p^{(\nu-1)} + \dots + a_1 \cdot p + a_0} \quad (\nu > \mu) \quad (6.8)$$

beschrieben werden kann, lautet eine Form eines vollständigen Satzes von Zustandsvariablen [21]:

$$z_0(p) = \frac{1}{\underline{N}(p)} \cdot Y(p) , \quad (6.9a)$$

$$z_1(p) = \frac{p}{\underline{N}(p)} \cdot Y(p) = p \cdot z_0(p) , \quad (6.9b)$$

$$z_2(p) = \frac{p^2}{\underline{N}(p)} \cdot Y(p) = p^2 \cdot z_0(p) , \quad (6.9c)$$

...

$$z_{\nu-2}(p) = \frac{p^{(\nu-2)}}{\underline{N}(p)} \cdot Y(p) = p^{(\nu-2)} \cdot z_0(p) , \quad (6.9d)$$

$$z_{\nu-1}(p) = \frac{p^{(\nu-1)}}{\underline{N}(p)} \cdot Y(p) = p^{(\nu-1)} \cdot z_0(p) . \quad (6.9e)$$

Im Zeitbereich lauten die Gleichungen (6.9a) bis (6.9e):

$$a_0 \cdot z_0(t) + a_1 \cdot \dot{z}_0(t) + \dots + a_{\nu-1} \cdot \frac{d^{(\nu-1)} z_0(t)}{dt^{(\nu-1)}} + a_{\nu} \cdot \frac{d^{\nu} z_0(t)}{dt^{\nu}} = Y(t) , \quad (6.10a)$$

$$z_1(t) = \dot{z}_0(t) , \quad (6.10b)$$

$$z_2(t) = \ddot{z}_0(t) , \quad (6.10c)$$

...

$$z_{\nu-2}(t) = \frac{d^{(\nu-2)} z_0(t)}{dt^{(\nu-2)}} , \quad (6.10d)$$

$$z_{\nu-1}(t) = \frac{d^{(\nu-1)} z_0(t)}{dt^{(\nu-1)}} . \quad (6.10e)$$

Wird nun anstelle der Ausgangsgröße  $x_1$  die Summe

$$\sum_{k=0}^{\nu-1} c_k \cdot z_k ,$$

also der mit den reellen und konstanten Faktoren  $c_0, c_1, \dots, c_{\nu-1}$  gewichtete Satz von Zustandsvariablen  $z_0, z_1, \dots, z_{\nu-1}$  mit negativem Vorzeichen auf den Eingang des Zweipunktglieds aufgeschaltet, so ergibt sich anstelle von Gleichung (6.8) als Übertragungsfunktion des linearen Teils der Regelschleife die modifizierte Übertragungsfunktion:

$$\underline{G}_{\text{mod}}(p) = \frac{c_{\nu-1} \cdot p^{(\nu-1)} + c_{\nu-2} \cdot p^{(\nu-2)} + \dots + c_1 \cdot p + c_0}{a_{\nu} \cdot p^{\nu} + a_{\nu-1} \cdot p^{(\nu-1)} + \dots + a_1 \cdot p + a_0} . \quad (6.11)$$

Die reellen und konstanten Koeffizienten des Zählerpolynoms sind frei wählbar. Dies gilt auch dann, wenn anstelle des vollständigen Satzes von Zustandsvariablen gemäß (6.10a) bis (6.10e) ein vollständiger Satz von linear unabhängigen Linearkombinationen hiervon, d.h. ein beliebiger anderer, vollständiger Satz von Zustandsvariablen Verwendung findet.

Durch diese Aufschaltung ist das im Abschnitt 6.2.2 (Seite 57) angegebene Kriterium für die asymptotische Stabilität der Ruhelage eines Zweipunktregelkreises gemäß Bild 6.1 (Seite 56) bzw. Bild 6.2 (Seite 57) nun grundsätzlich dadurch erfüllbar, daß die genannten reellen und konstanten Faktoren  $c_0, c_1, \dots, c_{\nu-1}$  geeignet festgelegt werden.

Setzt man voraus, daß die Übertragungsfunktion  $\underline{G}(p)$  einen Pol auf der negativ-reellen Achse der komplexen  $p$ -Ebene besitzt, läßt sich sehr einfach nachweisen, daß durch die Aufschaltung eines geeignet gewichteten, vollständigen Satzes von Zustandsvariablen die asymptotische Stabilität des Regelkreises unabhängig von der Größe und Dauer äußerer Einwirkungen hergestellt werden kann.

Das Zählerpolynom der Übertragungsfunktion  $G_{\text{mod}}(p)$  nach Gl. (6.11) kann nämlich durch die Aufschaltung der Zustandsvariablen unter dieser Voraussetzung so gestaltet werden, daß sich die Nullstellen und die Pole der Übertragungsfunktion des linearen Teils der Regelstrecke mit Ausnahme des genannten Pols auf der negativ-reellen Achse kompensieren. Als Übertragungsfunktion des linearen Teils der Strecke verbleibt dann:

$$G_{\text{mod}}(p) = \frac{1}{1 + a \cdot p} \quad . \quad (6.13)$$

Der unter diesen Umständen gegebene Regelkreis ist aber bekanntlich immer stabil.

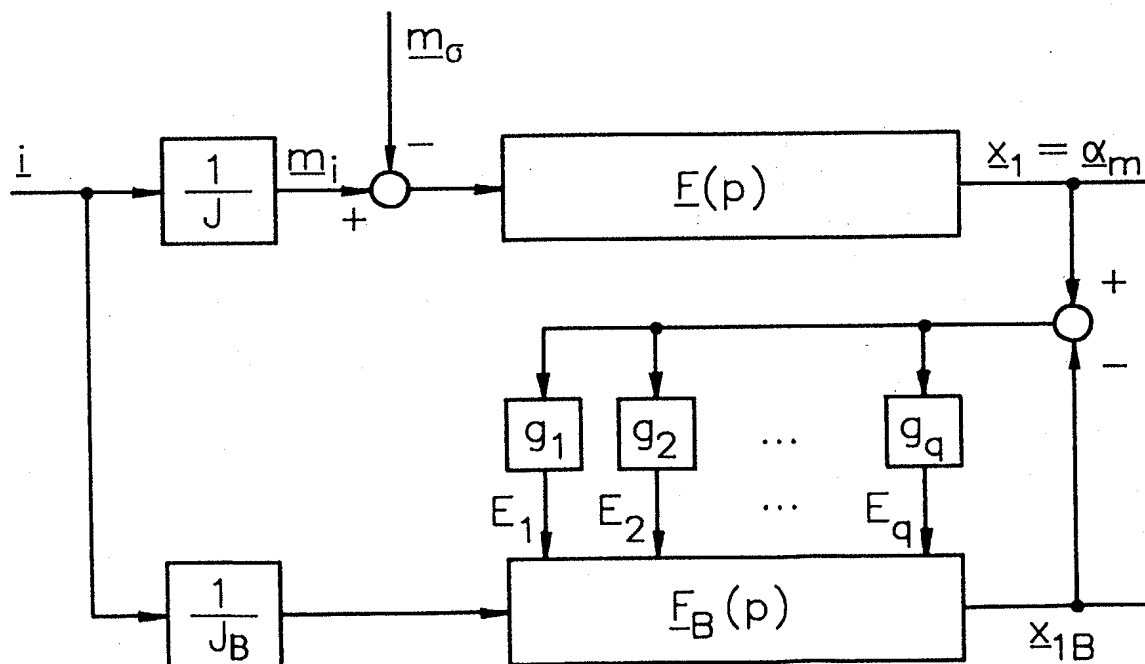
Der lineare Teil der Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors enthält zwei Pole auf der negativen reellen Achse der komplexen  $p$ -Ebene. Die selbsterregten Schwingungen in dieser Regelschleife können also durch die Aufschaltung eines geeignet gewichteten, vollständigen Satzes von Zustandsvariablen der Übertragungsstrecke auf den Eingang des Zweipunktglieds (Bild 3.13, Seite 36) unabhängig von der Führungsgröße und von der Größe und Dauer des Störmoments unterbunden werden.

Bei der Festlegung der Gewichtungsfaktoren  $C_1, C_2, \dots, C_q, C_{q+1}$  sowie der Integrationszeitkonstanten  $T_I$  des Bypass-Integrierers muß bei dieser Aufgabenstellung allerdings ein Kompromiß zwischen den beiden nachstehenden Forderungen eingegangen werden. Zum ersten sollen die störenden selbsterregten Schwingungen im unterlagerten Regelkreis für die Drehbeschleunigung vermieden werden. Zum zweiten soll eine durch Änderungen der Führungsgröße oder des Störmoments hervorgerufene Regeldifferenz  $(\alpha_s - \alpha_m)$  schnellstmöglich ausgeglichen werden. Diese Festlegung der Gewichtungsfaktoren kann in vorteilhafter Weise mit Hilfe des in Abschnitt 8 (Seite 70) beschriebenen statistischen Optimierungsverfahrens erfolgen.

## 7. Festlegung der Gewichtungsfaktoren des Beobachters für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke

### 7.1 Vorbemerkungen

Zur Bildung eines vollständigen Satzes von Zustandsvariablen des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke wurde im Abschnitt 3.5 ein sogenannter Luenberger-Beobachter [7,15] eingeführt. In Bild 3.14 (Seite 38) ist die Einbindung dieses Beobachters in die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors dargestellt. Im folgenden soll die Festlegung der Gewichtungsfaktoren  $g_1, g_2, \dots, g_q$  dieses Beobachters nach [7] beschrieben werden. Hierzu ist in Bild 7.1 die Anbindung des Beobachters an die Originalstrecke dargestellt.



**Bild 7.1** Anbindung des Beobachters für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke an die Originalstrecke.

Der Frequenzgang  $F_B(j\omega)$  des Beobachters ist eine möglichst genaue und vollständige Nachbildung des Frequenzgangs  $F(j\omega)$  der Strecke im interessierenden Frequenzbereich. Auf die Eingänge  $E_1, E_2, \dots, E_q$  der in der Nachbildung enthaltenen Bausteine mit Zeitverhalten wird die mit den zeitlich konstanten Ge-

wichtsfaktoren  $g_1, g_2, \dots, g_q$  bewertete Differenz  $(x_1 - x_{1B})$  aus der Ausgangsgröße  $x_1 = \alpha_m$  der Regelstrecke und der Ausgangsgröße  $x_{1B}$  der Nachbildung additiv aufgeschaltet [7].

## 7.2 Die Festlegung der Gewichtungsfaktoren im Beobachter

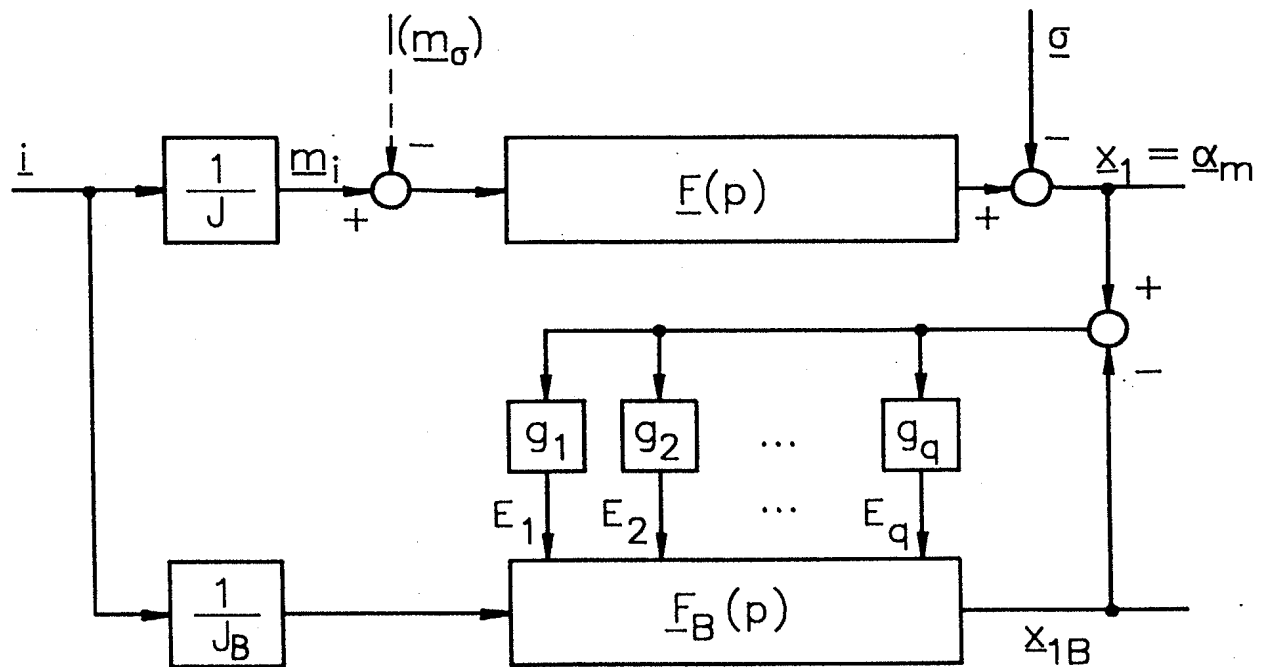
Die Ausgangsgröße  $x_{1B}$  des Beobachters unterscheidet sich unabhängig von den gewählten Faktoren  $g_1, g_2, \dots, g_q$  nicht von der Ausgangsgröße  $x_1$  der Strecke, sofern die Übertragungsfunktion  $F_B(p)$  der Streckennachbildung exakt mit der Übertragungsfunktion  $F(p)$  der Originalstrecke übereinstimmt und wenn auf die Originalstrecke keine Störgrößen einwirken, die nicht in analoger Weise auch in der Streckennachbildung zur Einwirkung gebracht werden. Auch die übrigen  $q-1$  Ausgangsgrößen  $x_{2B}, x_{3B}, \dots, x_{qB}$  der im Beobachter enthaltenen Bausteine mit Zeitverhalten weichen unter diesen Voraussetzungen nicht von ihrem Pendant  $x_k$  ( $k = 2, 3, \dots, q$ ) der Originalstrecke ab.

Zur Festlegung der Gewichtungsfaktoren des Beobachters  $g_1, g_2, \dots, g_q$  wird angenommen, daß auf die Originalstrecke ein Störmoment  $m_\sigma$  einwirkt.

Dieselbe Wirkung wie durch dieses Störmoment  $m_\sigma$  kann am Ausgang der Strecke auch durch eine dort addierte, modifizierte Störgröße  $\sigma$  erzielt werden (Bild 7.2).

Im folgenden soll die Reaktion des Systems auf die modifizierte Störgröße  $\sigma$  betrachtet werden. Da angesichts der Linearität des Systems der Überlagerungssatz angewendet werden darf, kann dafür dessen Eingangsgröße (der Ankerstrom  $i$ ) zu null angenommen werden. Als Antwort auf eine Störgröße  $\sigma$  erscheint unter dieser Voraussetzung am Ausgang der Nachbildung die Größe

$$x_{1B} \Big|_{i=0} = (\sigma - x_{1B}) \cdot (g_1 \cdot G_1 + g_2 \cdot G_2 + \dots + g_q \cdot G_q) \quad . \quad (7.1)$$



**Bild 7.2** Der Beobachter für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke mit der an deren Ausgang addierten, modifizierten Störgröße  $\sigma$ .

Mit  $g_k$  ( $k = 1, 2, \dots, q$ ) ist dabei die Übertragungsfunktion der Streckennachbildung vom Eingang  $k$  zu ihrem Ausgang bezeichnet. Die Übertragungsfunktion  $\frac{x_{1B}(p)}{\sigma(p)} \Big|_{\underline{i}=0}$  lautet

$$\frac{x_{1B}(p)}{\sigma(p)} \Big|_{\underline{i}=0} = 1 - R(p) \quad \text{mit} \quad (7.2)$$

$$R(p) = \frac{1}{1 + g_1 \cdot g_1 + g_2 \cdot g_2 + \dots + g_q \cdot g_q}.$$

Nach [7] ergibt sich für  $R(p)$  ein Quotient zweier Polynome in  $p$  von maximal  $q$ -ter Ordnung. Die Nullstellen des Nennerpolynoms, d.h. die Polstellen von  $R(p)$  und damit die Eigenwerte des Ausgleichsvorgangs beim Auftreten einer Störgröße  $\sigma$  lassen sich über die Wahl der Gewichtungsfaktoren  $g_1, g_2, \dots, g_q$  theoretisch beliebig einstellen. Durch geeignete Wahl der Gewichtungsfaktoren wird man die Lage der vorgenannten Pole in der linken komplexen  $p$ -Halbebene so wählen, daß möglichst rasch der eingeschwungene Zustand erreicht wird.



Ein schnell ablaufender Einschwingvorgang setzt große Beträge der Pole voraus. Mit solchen ergibt sich gleichzeitig eine kleine stationäre Differenz zwischen  $x_{1B}$  und  $x_1$  beim Auftreten einer Störgröße  $\sigma$ . Für große Beträge dieser Pole sind wiederum große Werte der Gewichtungsfaktoren  $g_1, g_2, \dots, g_q$  erforderlich. Eine obere Grenze für den Betrag der Pole resultiert aus der im Beobachter tolerierbaren Systemunruhe, die mit wachsenden Beträgen der Gewichtungsfaktoren ansteigt.

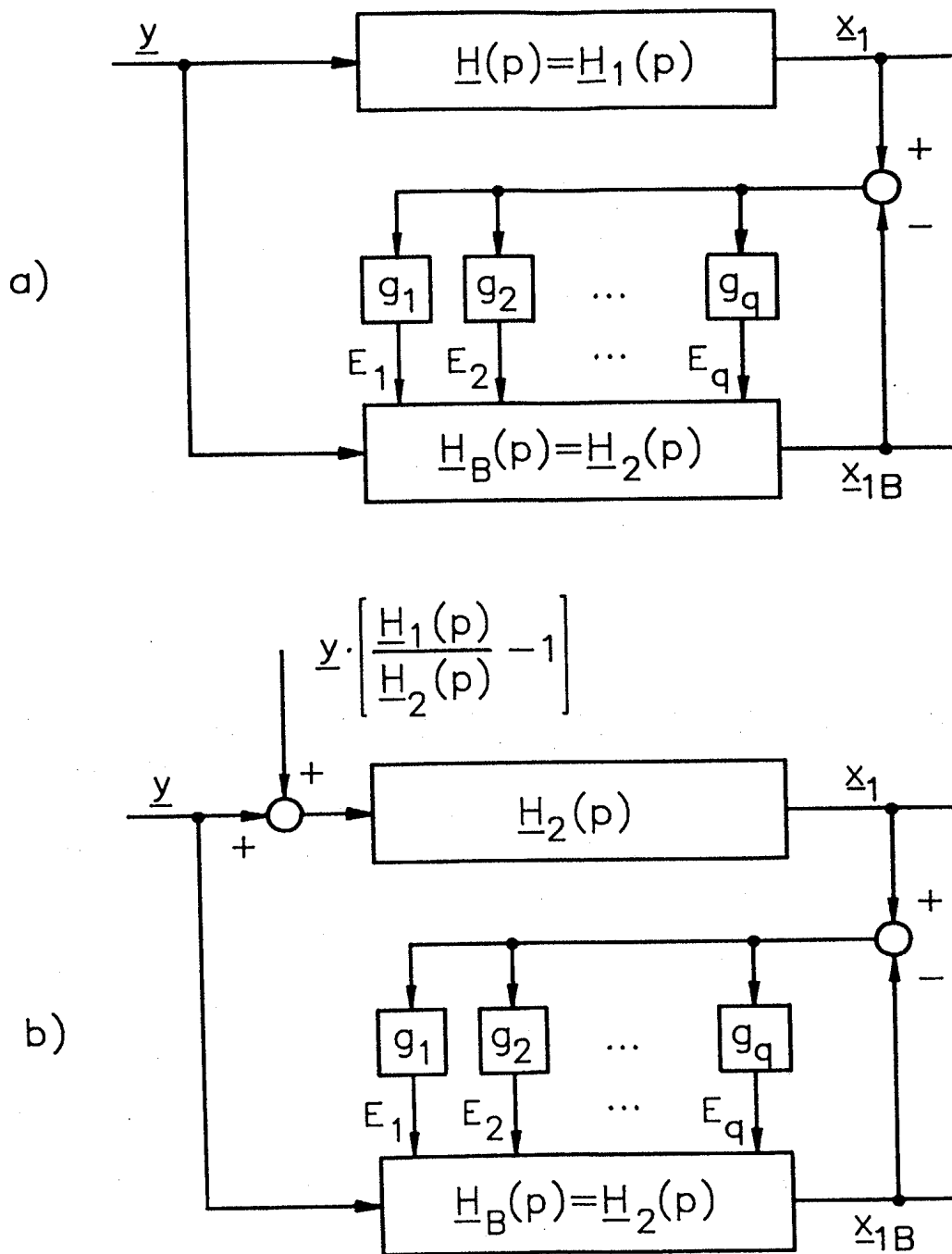
Nach [7] erhält man einen günstigen, gut gedämpften Einschwingvorgang, wenn die Verteilung der Polstellen von  $R(p)$  in der komplexen  $p$ -Ebene wie bei einem Butterworth-Tiefpaß, einem Bessel-Tiefpaß, der Standard-Übertragungsfunktion [22] oder ähnlichen Tiefpaß-Vorschriften gewählt wird.

### 7.3 Auswirkungen einer lediglich näherungsweise Nachbildung der Strecke

Anhand der Bilder 7.3a und 7.3b soll gezeigt werden, welche Folgen es hat, wenn die Nachbildung der Strecke innerhalb des Beobachters entweder hinsichtlich ihrer Parameter oder hinsichtlich ihrer Struktur Abweichungen von der Originalstrecke aufweist.

Eine derartige, fehlerbehaftete oder lediglich näherungsweise Nachbildung einer Strecke mit der Übertragungsfunktion  $H(p) = H_1(p)$  durch einen Beobachter mit der Übertragungsfunktion  $H_B(p) = H_2(p)$  kann (aus der Sicht des Beobachters) auch als exakte Nachbildung einer Strecke mit der Übertragungsfunktion  $H(p) = H_2(p)$  betrachtet werden, auf deren Eingang die Störgröße  $y \cdot [H_1(p)/H_2(p) - 1]$  einwirkt. Anders als bei einer exakten Nachbildung führt bei einer fehlerbehafteten Nachbildung also auch ein von null verschiedener Wert der Eingangsgröße  $y$  zu einer Abweichung zwischen der Ausgangsgröße  $x$  der Originalstrecke und der Ausgangsgröße  $x_B$  des Beobachters.

Die Berechnung der Gewichtungsfaktoren im Fall einer fehlerbehafteten Streckennachbildung kann jedoch in gleicher Weise wie im Fall einer exakten Nachbildung erfolgen.



**Bild 7.3** a) Streckennachbildung, die entweder hinsichtlich ihrer Parameter oder hinsichtlich ihrer Struktur Abweichungen von der Originalstrecke aufweist;  
b) Anordnung, in welcher die Wirkung dieser fehlerbehafteten Streckennachbildung in äquivalenter Weise berücksichtigt ist.

#### 7.4 Festlegung der Beobachter-Gewichtsfaktoren beim Demonstrations-Servoantrieb

Der Demonstrations-Servoantrieb ist mit einem Beobachter fünfter Ordnung ausgestattet. Bild 7.4 zeigt das Blockschaltbild dieses Beobachters und seine Anbindung an die Originalstrecke. Da dieses Bild recht umfangreich ist und daher in seinen Details recht klein ausfällt, ist in Bild 7.5 eine vergrößerte Version wiedergegeben, in welcher das 2. Übertragungsglied zweiter Ordnung weggelassen ist, weil es prinzipiell gleich aufgebaut ist wie das dort skizzierte.

Das Polynom  $\underline{R}(p)$  gemäß Gleichung (7.2) (Seite 64) kann bei einem Beobachter 5. Ordnung auf die Form

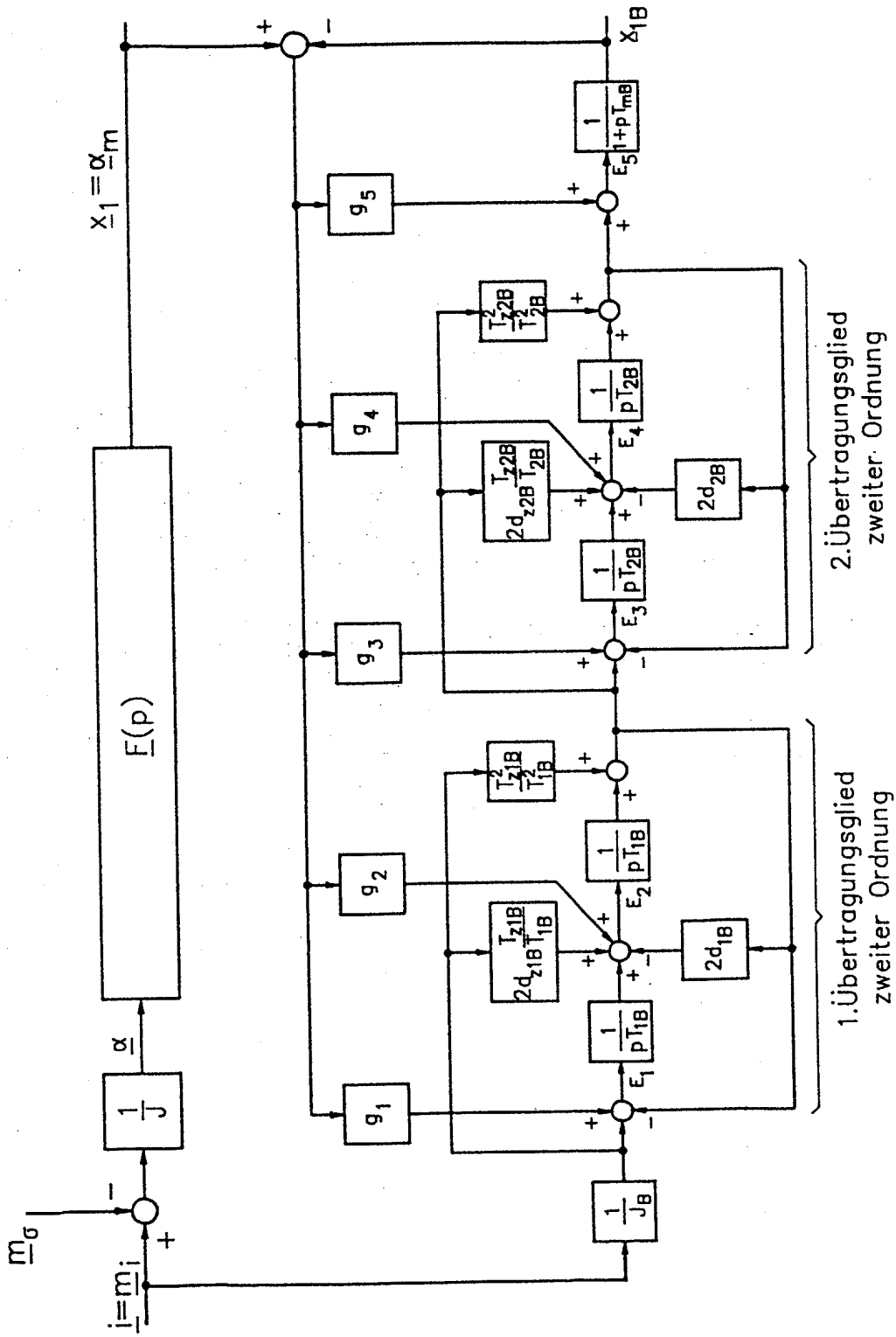
$$\underline{R}(p) = \frac{a_0 + a_1 \cdot p + a_2 \cdot p^2 + a_3 \cdot p^3 + a_4 \cdot p^4 + a_5 \cdot p^5}{1 + p \cdot T_B + q_{2B} \cdot p^2 \cdot T_B^2 + q_{3B} \cdot p^3 \cdot T_B^3 + q_{4B} \cdot p^4 \cdot T_B^4 + q_{5B} \cdot p^5 \cdot T_B^5} \quad (7.3)$$

gebracht werden.

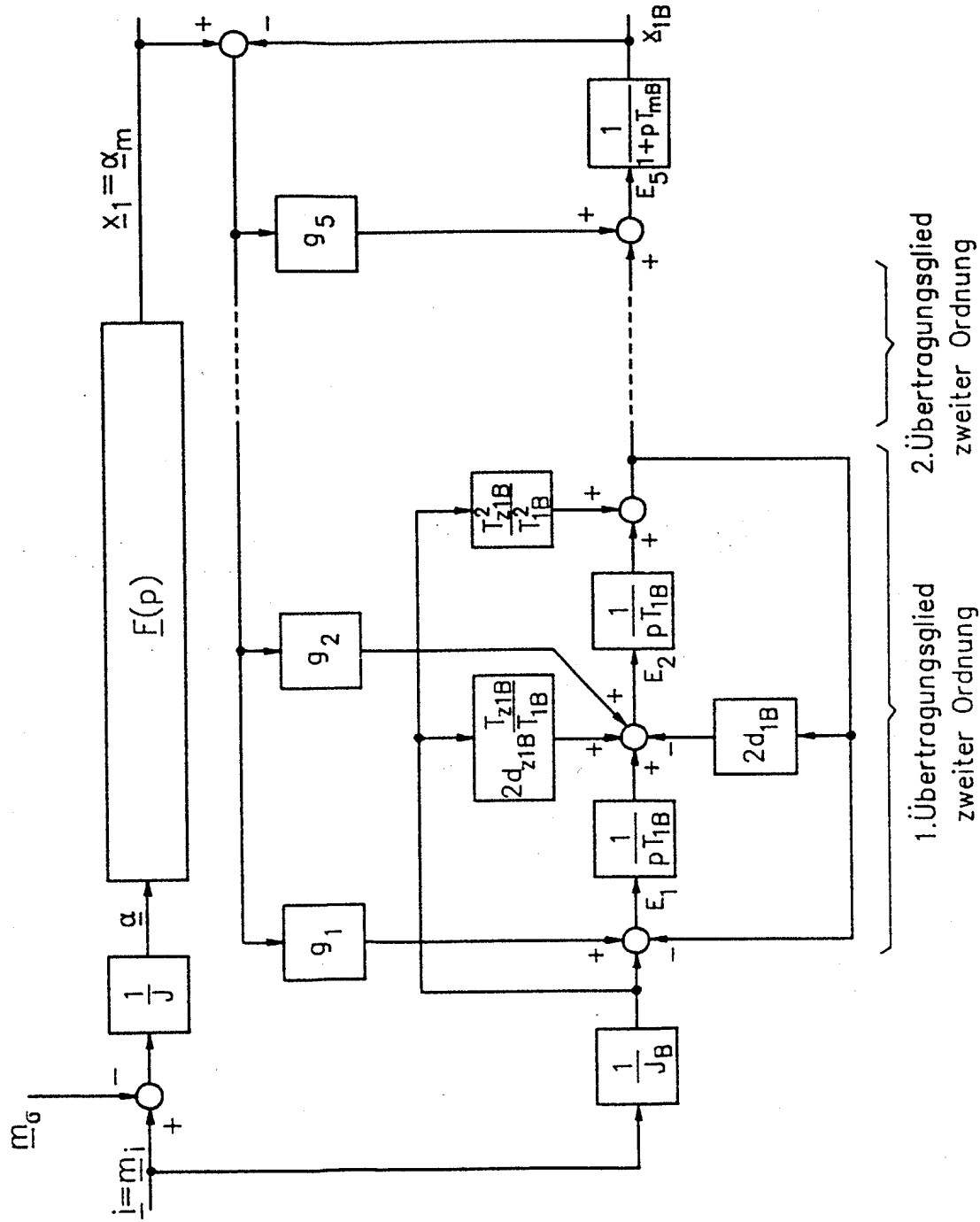
Für die Koeffizienten im Nennerpolynom von  $\underline{R}(p)$  ergeben sich dabei die Beziehungen

$$\begin{aligned} T_B &= T_B(g_1, g_2, \dots, g_5) , \\ q_{2B} &= q_{2B}(g_1, g_2, \dots, g_5) , \\ q_{3B} &= q_{3B}(g_1, g_2, \dots, g_5) , \\ q_{4B} &= q_{4B}(g_1, g_2, \dots, g_5) , \\ q_{5B} &= q_{5B}(g_1, g_2, \dots, g_5) . \end{aligned} \quad (7.4)$$

In diesem Gleichungssystem sind außer den noch nicht bestimmten Gewichtsfaktoren  $g_1, g_2, \dots, g_5$  die bekannten Streckenparameter ( $d_{1B}, T_{1B}, d_{z1B}, T_{z1B}, d_{2B}, T_{2B}, d_{z2B}, T_{z2B}, T_{mB}$ ) enthalten. Zur Bestimmung der Gewichtsfaktoren müssen zunächst die Beobachterparameter  $T_B, q_{2B}, \dots, q_{5B}$  gewählt werden. Anschließend kann das Gleichungssystem (7.4) dann recht einfach gelöst werden.



**Bild 7.4** Ausführung des Beobachters für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke beim Demonstrations-Servoantrieb; (vergrößerte Darstellung siehe Bild 7.5).



**Bild 7.5** Vergrößerte Darstellung des Beobachters für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke des Demonstrations-Servoantriebs unter Weglassung des 2. Übertragungsglieds zweiter Ordnung.

Die Beobachterparameter  $q_{2B}$ , ...,  $q_{5B}$  wurden so gewählt, daß sich eine Verteilung der Polstellen von  $R(p)$  gemäß einem Butterworth-Tiefpaß ergab (Tabelle 7.1). Diese Polstellenverteilung kann natürlich - wie bereits erwähnt - auch nach anderen, ähnlichen Tiefpaß-Vorschriften festgelegt werden.

k	$q_{kB}$
2	0.5000
3	0.1545
4	0.0295
5	0.0028

Tabelle 7.1 Parameter  $q_{2B}$ , ...,  $q_{5B}$  eines Nennerpolynoms 5. Ordnung, die zu einer Verteilung der Polstellen gemäß einem Butterworth-Tiefpaß 5. Ordnung führen.

Der Parameter  $T_B$  legt den (beim Butterworth-Tiefpaß einheitlichen) Betrag der Pole fest. Er wurde mit  $T_B \approx 60 \mu s$  aufgrund experimenteller Erfahrungen so gewählt, daß sich einerseits ein ausreichend rasches Einschwingverhalten des Beobachters beim Auftreten eines Störmoments  $m_0$  ergab und andererseits im Beobachter eine akzeptable Systemruhe vorlag.

## 8. Statistisches Optimierungsverfahren zur Gewinnung der Faktoren für die gewichtete Aufschaltung eines Satzes von Zustandsvariablen auf den Eingang des Zweipunktglieds

### 8.1 Vorbemerkungen

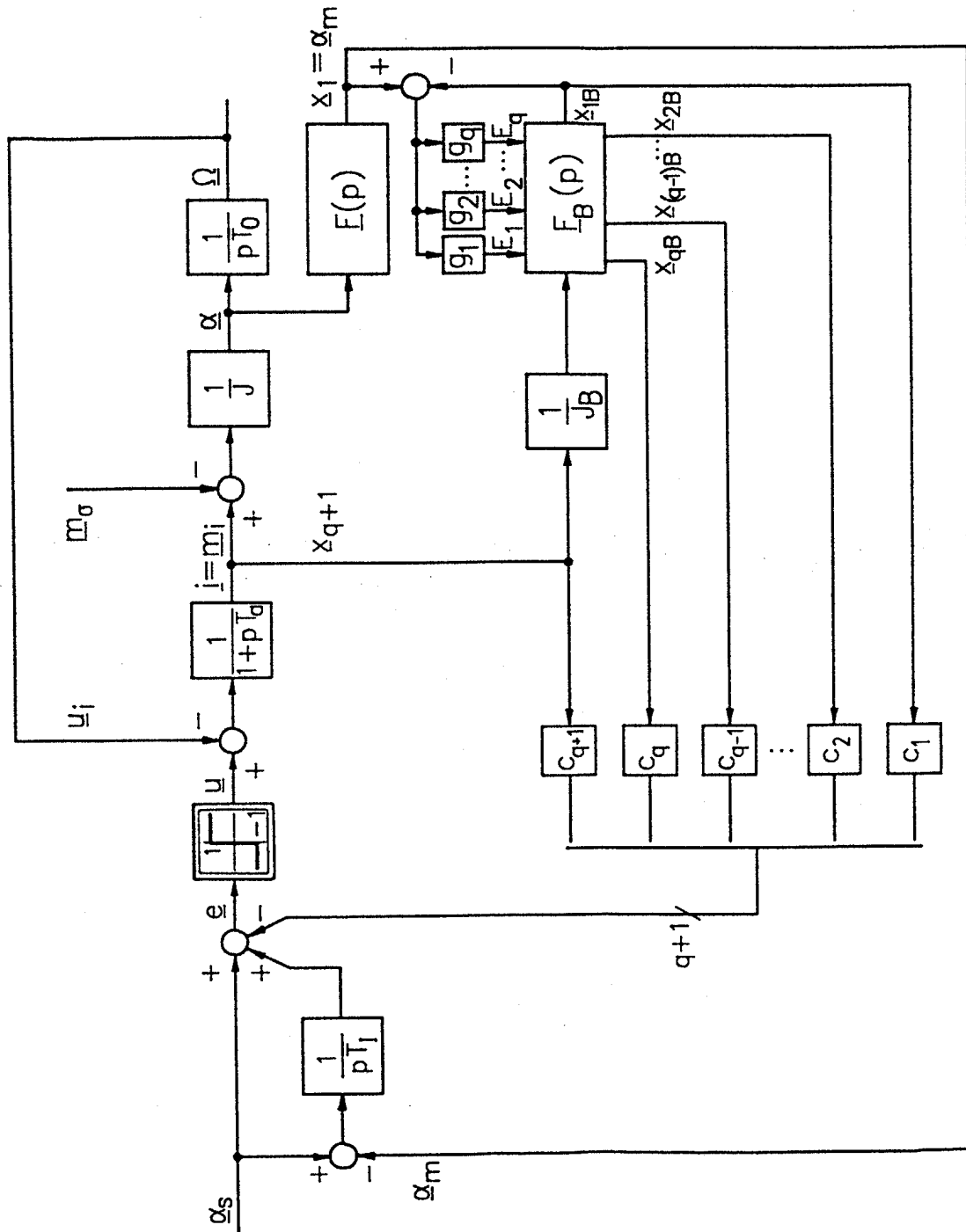
Die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors schließt auch den sogenannten 'Frequenzgang des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke' ein. Infolgedessen bilden sich in dieser Zweipunktregelschleife zunächst selbsterregte Schwingungen aus, die zu einer deutlichen Verschlechterung der Positionierruhe des Gesamtsystems führen (Abschnitt 3.2, Seite 24).

Durch eine geeignete Wahl der Gewichtungsfaktoren  $C_1, C_2, \dots, C_q, C_{q+1}$  sowie der Integrationszeitkonstanten  $T_I$  des Bypass-Integrierers (Bild 8.1) sollen zum einen diese störenden selbsterregten Schwingungen im unterlagerten Regelkreis für die Drehbeschleunigung unterdrückt werden. Zum anderen soll auf diese Weise die durch Änderungen der Führungsgröße oder des Störmoments hervorgerufene Regeldifferenz ( $\alpha_s - \alpha_m$ ) schnellstmöglich ausgeregelt werden.

Die gewichtete Aufschaltung der Größen  $x_{1B}, x_{2B}, \dots, x_{qB}$  sowie  $x_{q+1}$  dient zunächst vornehmlich der Unterdrückung der selbsterregten Schwingungen. Der Bypass-Integrierer hebt die eigentliche Regelgröße  $x_1 = \alpha_m$  dann wieder aus dem Gemisch der aufgeschalteten Zustandsgrößen heraus. Erst durch den Einsatz dieses Bypass-Integrierers ist nämlich gewährleistet, daß anstelle des 'Gemischs der Zustandsgrößen' die Regelgröße  $\alpha_m$  auf den Wert der Führungsgröße eingeregelt wird.

Da die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung mit der limitierten Spannung des Vierquadrantenstellers eine wesentliche Nichtlinearität enthält, kann zur Bestimmung der Gewichtungsfaktoren  $C_1, C_2, \dots, C_q$  und  $C_{q+1}$  sowie der Integrationszeitkonstante  $T_I$  keines der üblichen Berechnungsverfahren für Zustandsregelungen [13,14] eingesetzt werden.

Diese Parameter werden deshalb in neuartiger Weise mit Hilfe eines statistischen Optimierungsverfahrens [16] bestimmt. Zu diesem Zweck wird ein Simulationsmodell für die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung gebildet, wobei in dieses Modell auch der Luenberger-Beobachter für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke einbezogen wird (Bild 8.1). Darüberhinaus wird darin das gewählte Steuerverfahren des leistungselektronischen Stellglieds, also die zeitdiskrete Schaltzustandssteuerung, berücksichtigt.



**Bild 8.1** Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors mit Luenberger-Beobachter für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke und gewichteter Aufschaltung eines Satzes von Zustandsvariablen.



Mit Hilfe dieses Simulationsmodells wird der zeitliche Verlauf der Regelgröße  $\alpha_m(t)$  berechnet, der sich bei einem sprungförmigen Verlauf des Störmoments  $m_\sigma$  gemäß

$$m_\sigma(t) = 0.1 \cdot s(t) \quad (8.1)$$

und bei konstant gehaltener Führungsgröße

$$\alpha_s(t) = 0 \quad (8.2)$$

einstellt. Die Funktion  $s(t)$  bezeichnet die Heavyside-Funktion mit

$$s(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t \geq 0 \\ 0 & \text{für } t < 0 \end{cases} \quad (8.3)$$

Der zeitliche Verlauf der Größe  $\alpha_m$  ist von den Parametern  $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}$  und  $T_I$  abhängig. Ein 'günstiger' Parametersatz  $(C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I)$  zeichnet sich dadurch aus, daß die durch den Sprung im Verlauf des Störmoments  $m_\sigma$  hervorgerufene Regeldifferenz  $(\alpha_s - \alpha_m)$  schnell abgebaut und dem stationären Wert null zugeführt wird. (Selbsterregte Schwingungen in der unterlagerten Regelschleife, die durch den beschriebenen Verlauf des Störmoments angeregt werden, führen zu einer periodischen Regeldifferenz  $(\alpha_s - \alpha_m)$ . Das genannte Kriterium für einen günstigen Parametersatz schließt also einen gut gedämpften Verlauf dieser Schwingungen ein.) Zur Bewertung des genannten Parametersatzes wird aus dem zeitlichen Verlauf der Regelgröße  $\alpha_m$  der Wert eines sogenannten Gütekriteriums  $I(C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I)$  [17] berechnet. Dieses Gütekriterium soll so beschaffen sein, daß sein Wert umso kleiner wird, je schneller die durch den sprungförmigen Verlauf des Störmoments  $m_\sigma$  hervorgerufene Regeldifferenz  $(\alpha_s - \alpha_m)$  verschwindet. Als besonders geeignetes Gütekriterium erwies sich im vorliegenden Fall die Beziehung:

$$I(C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I) = \int_0^T |\alpha_s - \alpha_m| \cdot t^4 \cdot dt \quad (8.4)$$

Die obere Grenze  $T$  des sogenannten Bewertungsintervalls  $[0, T]$  wird um den Faktor 10 größer gewählt, als die bei stehender und

stromloser Maschine zum Aufbau des normierten inneren Moments  $m_i = 0.1$  erforderliche Zeitspanne  $\Delta t$ :

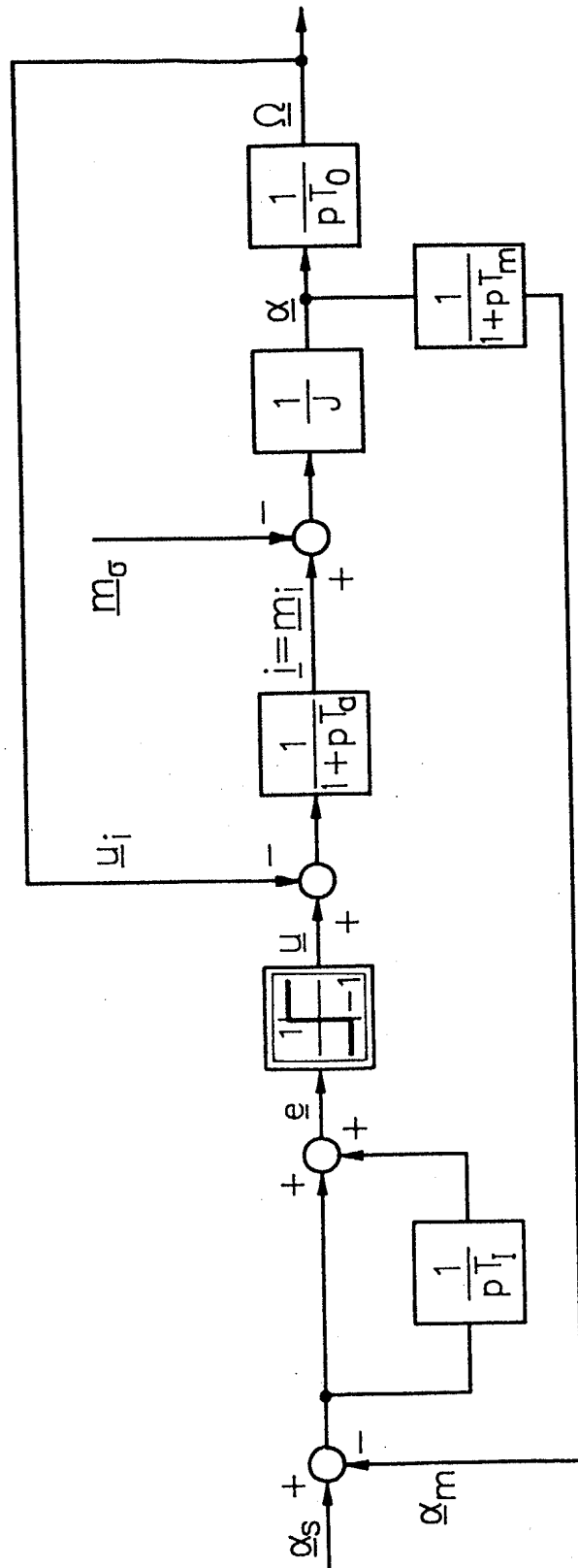
$$T = 10 \cdot \Delta t \left| \begin{array}{l} u_i = 0 \\ \Delta m_i = 0.1 \end{array} \right. = -10 \cdot T_a \cdot \ln(1 - \Delta m_i) \approx 20 \text{ ms} . \quad (8.5)$$

Die Parameter  $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I$  werden nun im Rahmen des Optimierungsverfahrens durch Methoden des 'gezielten Suchens' derart verändert, daß der Wert des genannten Gütekriteriums möglichst klein wird.

## 8.2 Wahl der Startwerte

Als Startvektor für das Optimierungsverfahren dient der Parametersatz  $C_1 = 1, C_2 = 0, \dots, C_q = 0, C_{q+1} = 0$ . Zu Beginn des Optimierungsverfahrens wird also auf eine Aufschaltung der Zustandsgrößen  $x_{2B}, x_{3B}, \dots, x_{qB}$  sowie  $x_{q+1}$  verzichtet. Der Anfangswert der Integrationszeitkonstanten  $T_I$  wird so groß gewählt, daß der Einfluß des Bypass-Integrierers gerade nicht mehr zu extrem niederfrequenten selbsterregten Schwingungen in der Regelschleife führt.

Diese, bei zu kleinen Werten der Integrationszeitkonstanten  $T_I$  entstehenden selbsterregten Schwingungen treten in einem Frequenzbereich auf, der deutlich unterhalb von jenem liegt, in welchem die durch Torsionsschwingungen des Rotors hervorgerufenen Maxima und Minima des Frequenzgangs  $F(j\omega)$  des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke (vgl. Bild 3.9, Seite 28) angesiedelt sind. Zur Untersuchung dieser sehr niederfrequenten Schwingungen kann daher auf eine Berücksichtigung des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke (s. Abschnitt 3.3, Seite 26) verzichtet werden, mit Ausnahme des Verzögerungsglieds erster Ordnung mit der Meßzeitkonstanten  $T_m$ , welches das Übertragungsverhalten des Aufnehmers für die Drehbeschleunigung beschreibt. Bild 8.2 zeigt das regelungstechnische Blockschaltbild, welches aus Bild 3.10 (Seite 30) hervorgeht, wenn dort die Übertragungsfunktion  $F(p)$  des mechanischen Teil der Strecke mit Ausnahme des genannten Verzögerungsglieds überbrückt wird.



**Bild 8.2** Regelungstechnisches Blockschaltbild, das der Untersuchung jener selbsterregter Eigenschwingungen zugrundegelegt wird, welche sich bei sehr kleinen Werten der Integrationszeitkonstanten  $T_I$  des Bypass-Integrierers ausbilden.

Auf dieses in Bild 8.2 dargestellte, vereinfachte Regelsystem wird das in Abschnitt 6.2.2 (Seite 57) beschriebene, hinreichende Kriterium für die asymptotische Stabilität der Gleichgewichtslage einer Zweipunktregelschleife angewendet. Hieraus resultiert dann ein unterer Grenzwert für die Zeitkonstante des Bypass-Integrierers.

Zur Berechnung der Übertragungsfunktion  $\underline{G}(p)$  des linearen Teils der in Bild 8.2 dargestellten Regelschleife wird vereinfachend die Rückkopplung durch die induzierte Spannung  $u_i$  vernachlässigt. Durch diese Rückkopplung wird nämlich das Ergebnis der Rechnung trotz der niedrigen Frequenz der in Rede stehenden selbsterregten Schwingungen nicht nennenswert beeinflusst.

Unter dieser Voraussetzung lautet die Übertragungsfunktion  $\underline{G}(p)$ :

$$\underline{G}(p) = - \left. \frac{\underline{e}(p)}{\underline{u}(p)} \right|_{\substack{\alpha_S = 0 \\ u_i = 0 \\ m_\sigma = 0}} = \frac{1}{1+pT_a} \cdot \frac{1}{J} \cdot \frac{1}{1+pT_m} \cdot \frac{1+pT_I}{pT_I} \quad (8.6)$$

Für die Koeffizienten  $\gamma_0$  und  $\gamma_1$  der Entwicklung der Übertragungsfunktion  $\underline{G}(p)$  nach Potenzen von  $1/p$  (vgl. Abschnitt 6.2.2, Seite 57) ergeben sich nach einer problemfreien Zwischenrechnung die Beziehungen:

$$\gamma_0 = \frac{1}{J} \cdot \frac{1}{T_a \cdot T_m} \quad \text{und} \quad (8.7)$$

$$\gamma_1 = \frac{1}{J} \cdot \frac{1}{T_I \cdot T_a \cdot T_m} \cdot \left(1 - \frac{T_I}{T_m} - \frac{T_I}{T_a}\right) \quad (8.8)$$

Zur Erfüllung des Stabilitätskriteriums aus Abschnitt 6.2.2 (Seite 57) müssen die Ungleichungen

$$\gamma_0 > 0 \quad \text{und} \quad (8.9)$$

$$\gamma_1 < 0 \quad (8.10)$$

erfüllt werden.

Die Ungleichung (8.9) ist grundsätzlich erfüllt. Aus (8.10) ergibt sich für die Integrationszeitkonstante  $T_I$  des Bypass-Integrierers die Forderung

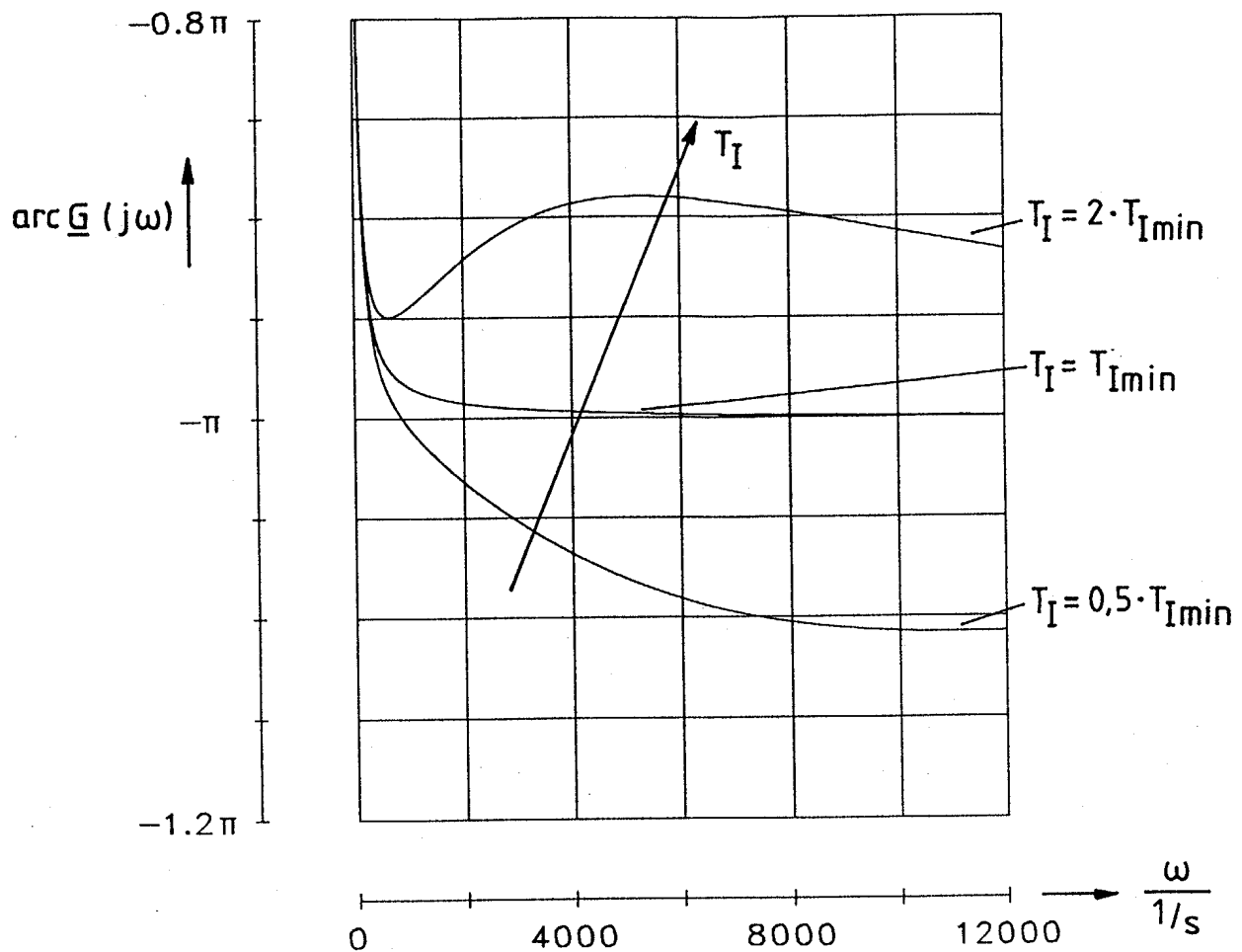
$$T_I > \frac{T_a \cdot T_m}{T_a + T_m} = T_{Imin} \quad (8.11)$$

Bildet man das in Bild 8.2 gezeigte, bei niedrigen Frequenzen gültige Blockschaltbild auf einem Digitalrechner nach, so zeigt sich, daß die dargestellte Zweipunktregelschleife für  $T_I < T_{Imin}$  grundsätzlich ein instabiles und für  $T_I > T_{Imin}$  grundsätzlich ein asymptotisch stabiles Verhalten (bei beliebigen äußeren Einwirkungen) aufweist. Dies erklärt sich bei einer Betrachtung der Phase des Frequenzgangs

$$\underline{G}(j\omega) = - \frac{\underline{e}(j\omega)}{\underline{u}(j\omega)} \quad \left| \begin{array}{l} \alpha_s = 0 \\ \underline{u}_i = 0 \\ \underline{m}_\sigma = 0 \end{array} \right.$$

in durchsichtiger Weise. Diese Phase unterschreitet nämlich nur für  $T_I < T_{Imin}$  den Wert  $-\pi$ . In Bild 8.3 ist der Verlauf der Phase  $\arg \underline{G}(j\omega)$  für den Grenzfall  $T_I = T_{Imin}$  sowie für  $T_I = 2 \cdot T_{Imin}$  und  $T_I = 0.5 \cdot T_{Imin}$  dargestellt.

Als geeigneter Startwert für die Gewinnung der Gewichtungsfaktoren und der Integrationszeitkonstanten  $T_I$  mit Hilfe des statistischen Optimierungsverfahrens erweist sich der Wert  $T_I = 3 \cdot T_{Imin}$ . Bei einer derartigen Wahl beeinflusst nämlich der Bypass-Integrierer die Frequenz der selbsterregten Schwingungen der in Bild 8.1 dargestellten, vollständigen Regelschleife für die Drehbeschleunigung nicht mehr nennenswert.



**Bild 8.3** Verlauf der Phase des Frequenzgangs  $\underline{G}(j\omega)$  des linearen Teils der in Bild 8.2 dargestellten Zweipunktregel-schleife über der Kreisfrequenz  $\omega$  mit  $T_I$  als Parameter.

### 8.3 Grenzen des Parameterraums

Der zulässige Bereich für die Parameter  $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}$  und  $T_I$  wird folgendermaßen gewählt:

$$|C_k| \leq 10 \quad (k = 1, 2, \dots, q+1) \quad , \quad (8.12)$$

$$T_{I,\min} \leq T_I \leq 10 \cdot T_{I,\min} \quad . \quad (8.13)$$

Eine derartige Wahl stellt sicher, daß die einzelnen Zustandsgrößen für die Aufschaltung auf den Eingang des Zweipunktreglers in genügendem Maß hervorgehoben werden können.

Die untere Grenze  $T_{I,min}$  für die Integrationszeitkonstante stellt - wie bereits erläutert - eine Stabilitätsgrenze für die Zweipunktregelschleife dar. Kleinere Werte für  $T_I$  sind also nicht sinnvoll. Die obere Grenze für  $T_I$  hat sich experimentell als ausreichend groß erwiesen. Nimmt der Parameter  $T_I$  nämlich diesen oberen Grenzwert an, so werden Regeldifferenzen ( $\alpha_s - \alpha_m$ ) bereits nicht mehr mit noch akzeptabler Geschwindigkeit ausgeglichen.

#### 8.4 Der Ablauf des Optimierungsverfahrens

Als statistisches Optimierungsverfahren zur Bestimmung der  $\lambda$  Parameter  $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}$  und  $T_I$  der Demonstrationsanlage wird eine Variante der sogenannten Evolutionsverfahren [16] angewendet. Ausgehend von einem 'Elter'-Parametersatz werden dabei  $2 \cdot \lambda$  'Kind'-Parametersätze gesucht, die im Sinne des Gütekriteriums nach Gl. (8.4) (Seite 73) günstigere Eigenschaften als der 'Elter'-Parametersatz aufweisen. Um die Suche zeitlich zu begrenzen, wird nach maximal  $20 \cdot \lambda$  Stichproben abgebrochen. Anschließend wird der 'Kind'-Parametersatz mit den besten Eigenschaften als neuer 'Elter'-Parametersatz verwendet und die Suche von ihm aus in analoger Weise fortgesetzt. Wird schließlich auch nach  $20 \cdot \lambda$  Stichproben kein Parametersatz mit günstigeren Eigenschaften mehr gefunden, so wird das Optimierungsverfahren abgebrochen. Die Anzahl  $2 \cdot \lambda$  der gesuchten 'Kind'-Parametersätze sowie die maximale Anzahl  $20 \cdot \lambda$  der durchgeführten Stichproben sind Erfahrungswerte aus [16]. Sie haben sich bei der in Rede stehenden Suche des Parametersatzes ( $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I$ ) der Demonstrationsanlage voll bewährt.

Die Bildung der 'Kind'-Parametersätze wird mit Hilfe von normalverteilten Zufallszahlen  $\xi_k$  mit dem Wert Null als Zentrum durchgeführt [16]:

$$C_{k,Kind} = C_{k,Elter} + \max \left[ |C_{k,Elter}|, C_{grenz} \right] \cdot \xi_k \quad (8.14)$$

$$(k = 1, 2, \dots, q+1) ;$$

$$T_{I,Kind} = T_{I,Elter} \cdot (1 + \xi_{q+2}) \quad . \quad (8.15)$$

Parametersätze, die außerhalb des zulässigen Bereichs liegen, werden als 'ungültige' Stichproben sofort wieder verworfen.

Um auch bei kleinen Beträgen der Parameter  $C_k$  noch ein Fortschreiten im Parameterraum zu gewährleisten, wird  $C_{grenz}$  zu  $C_{grenz} = 0.05$  festgelegt. Die Standardabweichungen  $s_k$  ( $k = 1, \dots, q+2$ ) der normalverteilten Zufallszahlen  $\xi_k$  [16] werden konstant und für alle Parameter einheitlich gewählt:

$$s_k = 0.1 \quad (k = 1, \dots, q+2) \quad . \quad (8.16)$$

Die normalverteilten Zufallszahlen  $\xi_k$  können auch Werte annehmen, deren Betrag erheblich größer als die gewählte Standardabweichung  $s_k$  ist. Damit kann im Lauf des Suchprozesses ein relatives Minimum des über dem Parameterraum ( $C_1, \dots, C_{q+1}, T_I$ ) aufgespannten Gütekriteriums  $I(C_1, \dots, C_{q+1}, T_I)$  auch wieder verlassen werden.

### 8.5 Einbeziehung der realen Anlage in den Optimierungsvorgang

Das zur Bildung des Gütekriteriums herangezogene Simulationsmodell für die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung kann das reale Verhalten der Regelschleife grundsätzlich nicht völlig fehlerfrei wiedergeben (z.B. infolge von Parameterungenauigkeiten, Nichtlinearitäten sowie Haft- oder Gleitreibung und gegebenenfalls auch Lose). Das beschriebene statistische Optimierungsverfahren zur Bestimmung der Gewichtungsfaktoren  $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}$  sowie der Integrationszeitkonstanten  $T_i$  liefert infolgedessen noch bessere Ergebnisse, wenn die Bildung des Gütekriteriums nicht anhand des genannten Simulationsmodells erfolgt, sondern die reale Anlage selbst in den Optimierungsvorgang einbezogen wird ('Hardware-In-The-Loop').



Um den mechanischen Aufwand zur Erzeugung einer möglichst sprungförmigen Änderung des Störmoments  $m_\sigma$  zu vermeiden, wurde dabei die Anregung des Systems mittels der Vorgabe einer sprungförmigen Änderung der Führungsgröße  $\alpha_s$  vorgenommen. Zur Bildung des Gütekriteriums wird jener zeitliche Verlauf der Regelgröße  $\alpha_m(t)$  direkt an der Anlage gemessen, der sich bei einem sprungförmigen Verlauf der Führungsgröße  $\alpha_s$  gemäß

$$\alpha_s(t) = 0.1 \cdot \frac{m_{iN}}{J} \cdot s(t) \quad (8.17)$$

mit

$$s(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t \geq 0 \\ 0 & \text{für } t < 0 \end{cases} \quad ((8.3))$$

einstellt.

Ein 'günstiger' Parametersatz ( $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I$ ) zeichnet sich - wie bei einer Anregung des Systems durch das Störmoment  $m_\sigma$  - dadurch aus, daß die durch den Sprung im Verlauf der Führungsgröße  $\alpha_s$  hervorgerufene Regeldifferenz ( $\alpha_s - \alpha_m$ ) schnell verkleinert und dem Wert null zugeführt wird. Zur Bewertung des genannten Parametersatzes eignet sich daher auch hier das Gütekriterium gemäß Gleichung (8.4):

$$I(C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I) = \int_0^T |\alpha_s - \alpha_m| \cdot t^4 \cdot dt \quad ((8.4))$$

Die obere Grenze  $T$  des sogenannten Bewertungsintervalls  $\{0, T\}$  wird um den Faktor 50 größer gewählt, als die bei stehender und stromloser Maschine zum Aufbau des geforderten Istwerts der Drehbeschleunigung erforderliche Zeitspanne  $\Delta t$ :

$$T = 50 \cdot \Delta t \quad \left| \begin{array}{l} u_i = 0 \\ \Delta \alpha = 0.1 \cdot \frac{m_{iN}}{J} \end{array} \right. = -50 \cdot T_a \cdot \ln(1 - \Delta \alpha \cdot J) \approx 5 \text{ ms} \quad (8.18)$$

Die Parameter  $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}$  und  $T_I$  werden nun im Rahmen des Optimierungsverfahrens gemäß der im Abschnitt 8.4 (Seite 79) beschriebenen Methode des 'gezielten Suchens' derart verändert, daß der Wert des genannten Gütekriteriums möglichst klein wird.

Dabei wird der gesamte Ablauf des Optimierungsverfahrens von einem Digitalrechner in folgender Weise gesteuert:

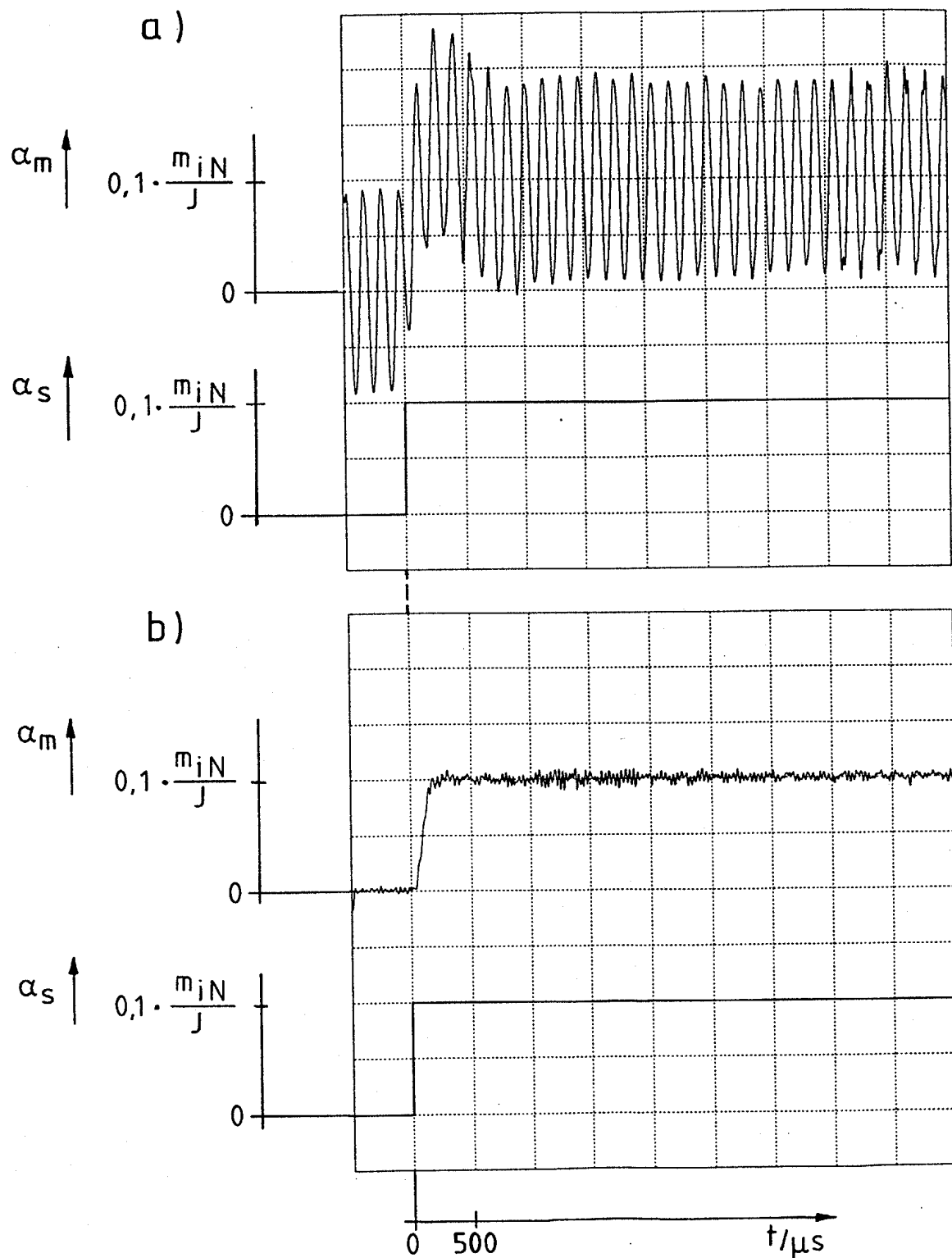
- Zunächst wird der als Startvektor dienende Parametersatz  $C_1 = 1, C_2 = 0, \dots, C_{q+1} = 0, T_I = 3 \cdot T_{Imin}$  (vgl. Seite 77) über eine serielle Schnittstelle vom Digitalrechner zum analog ausgeführten Regelkreis für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors übertragen und dort verifiziert. Die Einstellung des Parametersatzes erfolgt mit Hilfe sogenannter 'Digitalpotentiometer', deren ohmscher Widerstand durch ein Datenwort mit einer Breite von acht Bit festgelegt werden kann. (Diese Potentiometer sind mit einem seriellen Dateneingang ausgestattet und zur Aufnahme der Daten kaskadierbar).
- Im nächsten Schritt wird das leistungselektronische Stellglied aktiviert. Anschließend wird ein Verlauf der Führungsgröße  $\alpha_s$  gemäß Gleichung (8.17) vorgegeben und die Erfassung der Drehbeschleunigung  $\alpha_m$  im Bewertungsintervall  $0 \leq t \leq T$  (siehe Gleichung (8.18), Seite 81) veranlaßt. (Die Aktivierung des leistungselektronischen Stellglieds erfolgt dabei über dieselbe serielle Schnittstelle, über die auch der Parametersatz ( $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I$ ) vom Digitalrechner zum Regelkreis übertragen wird. Die Erzeugung der analogen Führungsgröße  $\alpha_s$  sowie die 'Analog-Digital-Wandlung' der Meßgröße  $\alpha_m$  erfolgen im Digitalrechner unter Verwendung elektronischer Baugruppen für die Erfassung und Ausgabe analoger Größen.)
- Im Anschluß an die Erfassung der Meßdaten wird das leistungselektronische Stellglied wieder in seine Ruhestellung versetzt.
- Aufgrund der gewonnenen Meßdaten wird der Wert des Gütekriteriums zufolge Gleichung (8.4) berechnet und gemäß Abschnitt 8.4 (Seite 79) ausgewertet. Anschließend wird dann unter Zuhilfenahme der Gleichungen (8.14) und (8.15) (Seite 80) ein neuer Parametersatz gebildet.

- Dieser neue Parametersatz wird wieder vom Digitalrechner zum analog ausgeführten Regelkreis für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors übertragen.
- Anschließend erfolgt die Ermittlung des hierzu gehörenden, neuen Satzes von Meßdaten sowie die Bildung des Gütekriteriums in der vorstehend bereits beschriebenen Weise.

Zur Ermittlung eines im Sinne des Gütekriteriums 'günstigen' Parametersatzes waren ca. 2000 solcher Einzelschritte erforderlich. Die hierfür benötigte Zeit betrug ca. 30 Minuten. (Die Optimierung des Parametersatzes ( $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I$ ) mit Hilfe des im Abschnitt 8.1 (Seite 70 ff.) beschriebenen Simulationsmodells für die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung - also ohne die Einbeziehung der realen Anlage in den Optimierungsvorgang - dauert dagegen selbst bei Verwendung eines leistungsfähigen Digitalrechners (CPU: 80486-33 MHz) über zwanzig Stunden.)

Bild 8.4 zeigt die zeitlichen Verläufe der Führungsgröße  $\alpha_s$  und der Regelgröße  $\alpha_m$  im Bereich  $-0.1 \cdot T \leq t \leq 0.9 \cdot T$ , die sich zu Beginn (a) und am Ende (b) des Optimierungsvorgangs ergaben. Diese Oszillogramme verdeutlichen eindrucksvoll den Erfolg der Optimierung. Mit dem als Startvektor verwendeten Parametersatz  $C_1 = 1, C_2 = 0, \dots, C_{q+1} = 0, T_I = 3 \cdot T_{Imin}$  bilden sich bereits bei der Aktivierung des leistungselektronischen Stellglieds - also noch vor der Anregung des Systems durch die Führungsgröße  $\alpha_s$  - in der Regelschleife selbsterregte Schwingungen aus (Bild 8.4a). Diese Schwingungen setzen sich nach der Anregung des Systems zum Zeitpunkt  $t = 0$  mit praktisch unveränderter Frequenz und Amplitude fort. Auf den Sprung der Führungsgröße reagiert das System mit einem deutlichen Überschwingen der über eine Periode der selbsterregten Schwingung gemittelten Regelgröße  $\alpha_m$ .

Am Ende der Optimierung (Bild 8.4b) sind die selbsterregten Schwingungen verschwunden und die gemessene Beschleunigung  $\alpha_m$  wird ohne Überschwingen auf den gewünschten Sollwert eingeregelt.



**Bild 8.4** Zeitliche Verläufe der Führungsgröße  $\alpha_s$  und der Meßgröße  $\alpha_m$  im Bereich  $-0.1 \cdot T \leq t \leq 0.9 \cdot T$   
a) zu Beginn des Optimierungsvorgangs und  
b) am Ende des Optimierungsvorgangs.

Zur Erhöhung der Steifigkeit des Antriebs wäre aber auch am Ende der Optimierung ein leichtes Überschwingen der Regelgröße  $\alpha_m$  durchaus erwünscht. Parametersätze, die ein derartiges Überschwingen hervorrufen, führen nämlich dazu, daß - auch bei einer Änderung des Störmoments  $m_\sigma$  - nicht nur die Regelgröße  $\alpha_m$  sehr schnell auf den vorgeschriebenen Wert  $\alpha_s$  eingeregelt wird, sondern daß auch das zeitliche Integral der Differenz ( $\alpha_s - \alpha_m$ ) sehr rasch wieder den Wert 0 anstrebt (vgl. Abschnitt 3.1.2, Seite 20).

Ein derartiges Überschwingen der Regelgröße  $\alpha_m$  kann aber sehr einfach dadurch herbeigeführt werden, daß bei der Ermittlung des Parametersatzes ( $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I$ ) anstelle des Gütekriteriums gemäß Gleichung (8.4) (Seite 81) das modifizierte Gütekriterium

$$I_{\text{mod}}(C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I) = \int_0^T |\alpha_s - \alpha_m| \cdot t^4 \cdot dt + \int_0^{T_1} a \cdot (\alpha_s - \alpha_m) \cdot dt \quad (8.19)$$

verwendet wird (Bild 8.5).

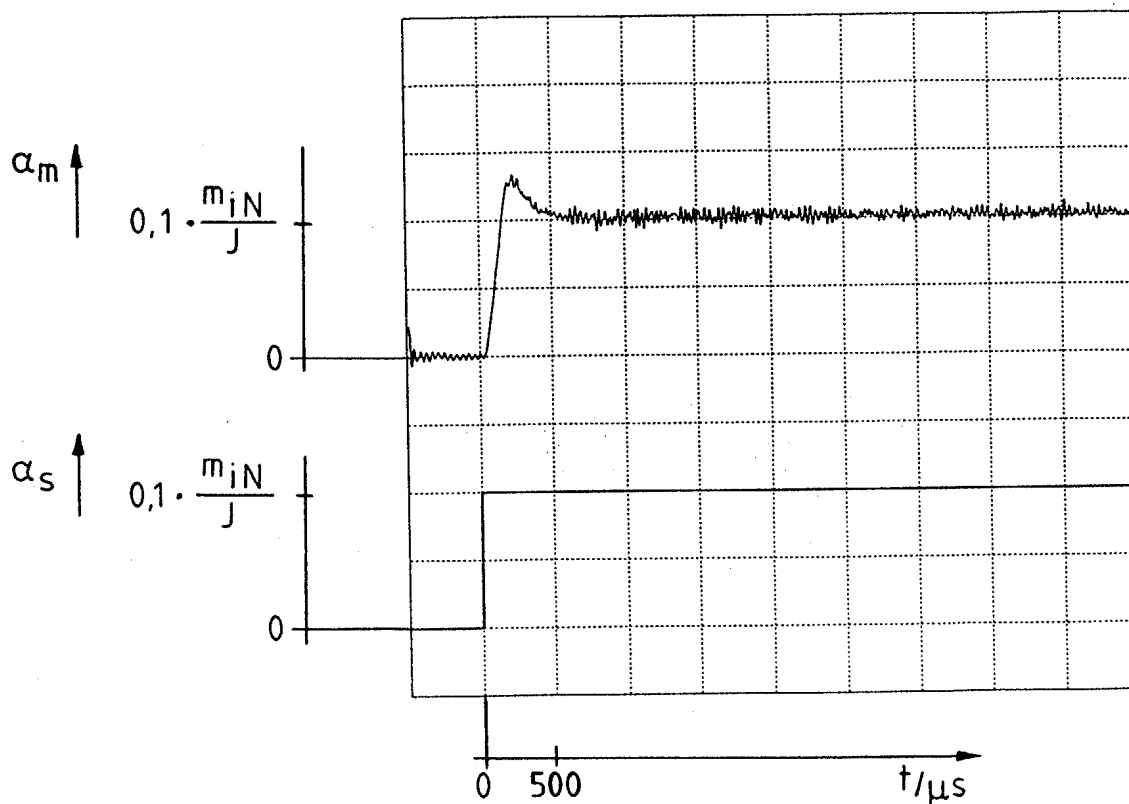
Die obere Grenze  $T$  des ersten Bewertungsintervalls  $[0, T]$  wird dabei unverändert gemäß Gleichung (8.18) (Seite 81) gewählt. Die obere Grenze  $T_1$  des zweiten Bewertungsintervalls  $[0, T_1]$  wird dagegen um den Faktor 10 kleiner gewählt als  $T$ .  $T_1$  ist also lediglich um den Faktor 5 größer, als die bei stehender und stromloser Maschine zum Aufbau des geforderten Istwerts der Drehbeschleunigung erforderliche Zeitspanne  $\Delta t$ :

$$T_1 = 5 \cdot \Delta t \left| \begin{array}{l} u_i = 0 \\ \Delta \alpha = 0.1 \cdot \frac{m_{iN}}{J} \end{array} \right. = -10 \cdot T_a \cdot \ln(1 - \Delta \alpha \cdot J) \approx 500 \mu s. \quad (8.20)$$

Kleinere Werte von  $T_1$  führen nämlich zu einem noch stärkeren, unnützen Überschwingen der Drehbeschleunigung  $\alpha_m$ . Größere Werte von  $T_1$  führen dagegen zu einem zu geringen Überschwingen der

Drehbeschleunigung und damit zu einer kleineren Steifigkeit des Antriebs.

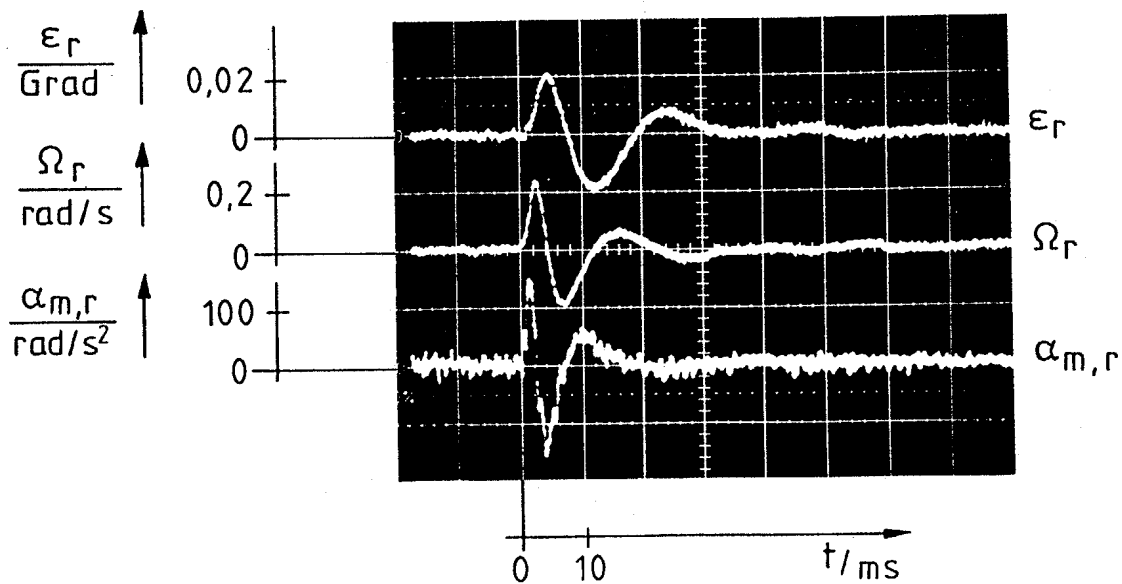
Durch den zeitlich konstanten Faktor  $a$  erfolgt die Gewichtung des zweiten Integrals in Gleichung (8.19). Im vorliegenden Fall hat sich eine Festlegung dieses Parameters dahingehend bewährt, daß zu Beginn der Optimierung die beiden Integrale den gleichen Wert annehmen.



**Bild 8.5** Zeitliche Verläufe der Führungsgröße  $\alpha_s$  und der Regelgröße  $\alpha_m$  im Bereich  $-0.1 \cdot T \leq t \leq 0.9 \cdot T$  am Ende des Optimierungsvorgangs bei Verwendung des Gütekriteriums gemäß Gleichung (8.19).

Durch die Einbeziehung der realen Anlage in das statistische Optimierungsverfahren zur Ermittlung des Parametersatzes ( $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I$ ) konnte neben einer drastischen Verkürzung der Dauer des Optimierungsvorgangs auch eine nennenswerte Verbesserung des Störübertragungsverhaltens des Antriebs erreicht werden.

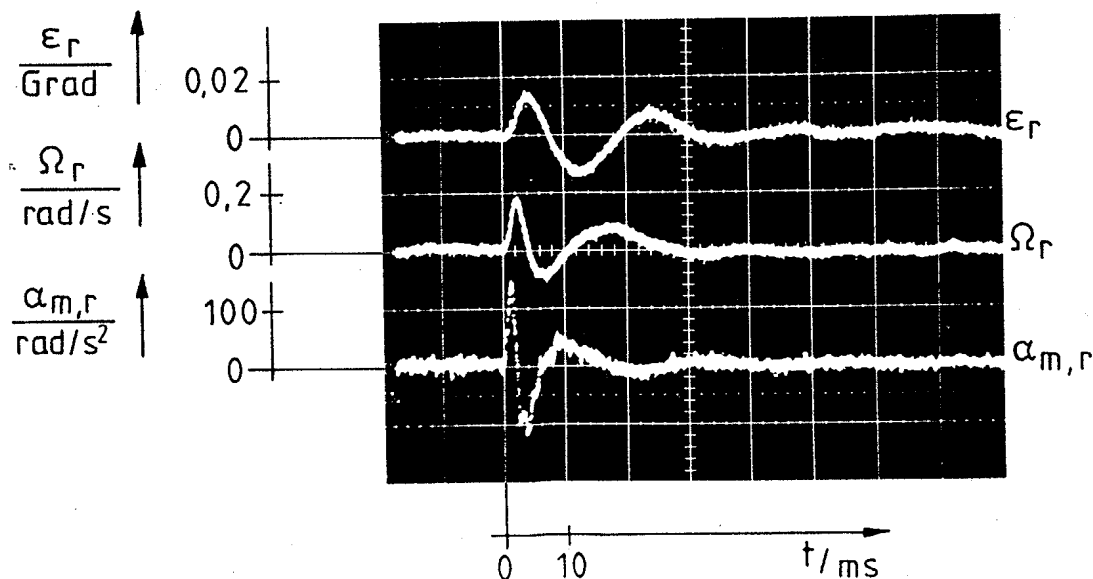
Um diese Verbesserung des Störübertragungsverhaltens zu veranschaulichen, wurde in der unterlagerten Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors zunächst jener Parametersatz ( $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I$ ) eingestellt, der mit Hilfe des in Abschnitt 8.1 beschriebenen Optimierungsverfahrens (ohne 'Hardware-In-The-Loop') ermittelt wurde. Die überlagerten Regelschleifen für die Winkelgeschwindigkeit und die Winkellage (Abschnitt 3.1.3, Seite 22) wurden anschließend so ausgelegt, daß sich ein bestmögliches Störübertragungsverhalten des Antriebs ergab. Bild 8.6 zeigt die unter diesen Voraussetzungen gemessenen zeitlichen Verläufe des Drehwinkels, der Winkelgeschwindigkeit sowie der Drehbeschleunigung, wenn zum Zeitpunkt  $t = 0$  ein Lastsprung in Höhe des 0.4-fachen Nennmoments ausgelöst wurde. Die durch diesen Lastsprung hervorgerufene, maximale Auslenkung der Welle betrug dabei ca. 0.02 Grad.



**Bild 8.6** Gemessene zeitliche Verläufe des Drehwinkels  $\epsilon_r$ , der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega_r$  sowie der Drehbeschleunigung  $\alpha_{m,r}$  des Demonstrations-Servoantriebs mit unterlagelter Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors bei einem zur Zeit  $t = 0$  ausgelösten Lastsprung in Höhe des 0.4-fachen Nennmoments.

(Ermittlung der Parameter  $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I$  ohne 'Hardware-In-The-Loop' mit Hilfe des in Abschnitt 8.1 beschriebenen Optimierungsverfahrens).

Anschließend wurde die unterlagerte Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors mit jenem Parametersatz ( $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I$ ) ausgestattet, der mit Hilfe des Optimierungsverfahrens unter Einbeziehung der realen Anlage ('Hardware-In-The-Loop') sowie unter Verwendung des Gütekriteriums nach Gleichung (8.19) (Seite 85) ermittelt wurde. Bild 8.7 zeigt die unter diesen Voraussetzungen gemessenen zeitlichen Verläufe des Drehwinkels, der Winkelgeschwindigkeit sowie der Drehbeschleunigung, wenn wieder zum Zeitpunkt  $t = 0$  ein Lastsprung in Höhe des 0.4-fachen Nennmoments ausgelöst wurde. Die maximale Auslenkung der Welle reduzierte sich durch den Austausch des Parametersatzes ( $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I$ ) von ca. 0.02 Grad auf ca. 0.013 Grad.



**Bild 8.7** Gemessene zeitliche Verläufe des Drehwinkels  $\varepsilon_r$ , der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega_r$  sowie der Drehbeschleunigung  $\alpha_{m,r}$  des Demonstrations-Servoantriebs mit unterlagelter Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors bei einem zur Zeit  $t = 0$  ausgelösten Lastsprung in Höhe des 0.4-fachen Nennmoments. (Ermittlung der Parameter  $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I$  unter Einbeziehung der realen Anlage in das Optimierungsverfahren, also mit 'Hardware-In-The-Loop').



Ein Vergleich der beiden Diagramme zeigt, daß durch die Einbeziehung der realen Anlage in den Optimierungsvorgang zur Ermittlung des Parametersatzes ( $C_1, C_2, \dots, C_{q+1}, T_I$ ) das Störübertragungsverhalten des Antriebs etwa um den Faktor 1,5 verbessert werden konnte. (Darüberhinaus war es auf diese Weise möglich, die Dauer des Optimierungsvorgangs ganz entscheidend, nämlich um mehr als den Faktor 40, zu verkürzen; siehe Seite 83).

Bild 8.8 zeigt den Demonstrationsantrieb sowie den Digitalrechner, der zur Durchführung des statistischen Optimierungsverfahrens unter Einbeziehung der realen Anlage verwendet wurde.

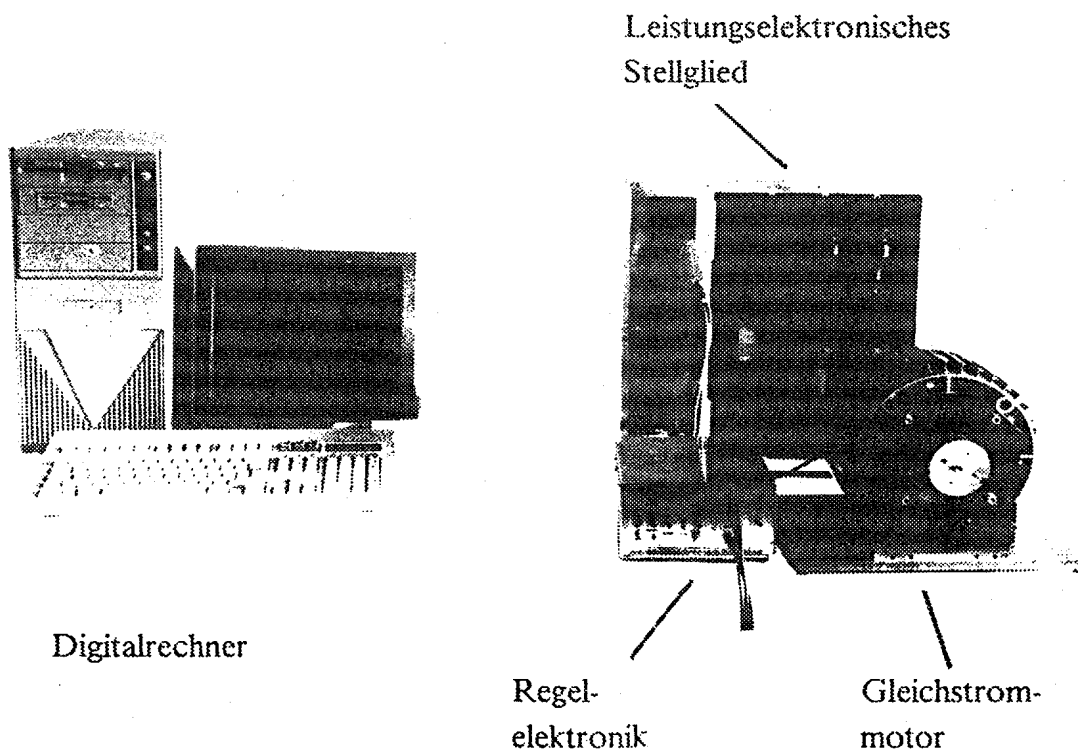


Bild 8.8 Demonstrationsantrieb nebst Digitalrechner zur Durchführung des statistischen Optimierungsverfahrens unter Einbeziehung der realen Anlage ('Hardware-In-The-Loop').

### 9. Reduzierung der Ordnungszahl der im Beobachter verwendeten Streckennachbildung

Beim vorliegenden Demonstrationsantrieb ist zur wirklichkeitsgetreuen Nachbildung des Frequenzgangs  $F(j\omega)$  des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke ein strukturdynamisches Modell fünfzehnter Ordnung erforderlich (Abschnitt 3.3.3, Seite 29). Eine vollständige Nachbildung dieses Frequenzgangs  $F(j\omega)$  durch die im Beobachter verwendete Streckennachbildung  $F_B(j\omega)$  (siehe Bild 3.14, Seite 38) führt also zu einem Beobachter fünfzehnter Ordnung.

Auf diese vollständige Streckennachbildung konnte beim Demonstrationsantrieb jedoch verzichtet werden; die Ordnungszahl des Beobachters wurde dabei vielmehr auf den Wert fünf reduziert.

Bild 9.1 zeigt neben dem Frequenzgang  $F(j\omega)$  der vollständigen Nachbildung des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke den Frequenzgang  $F_B(j\omega)$  der im Beobachter verwendeten Streckennachbildung fünfter Ordnung.

Zum einen konnte durch die Reduzierung der Ordnungszahl des Beobachters der schaltungstechnische Aufwand wesentlich kleiner gehalten werden. Zum anderen zeigen theoretisch-experimentelle Ergebnisse, daß ein Beobachter fünfter Ordnung bereits völlig ausreicht, um die selbsterregten Schwingungen im unterlagerten Regelkreis für die Drehbeschleunigung zu vermeiden und gleichzeitig die gewünschte, schnelle Verringerung einer Regeldifferenz ( $\alpha_S - \alpha_M$ ) sicherzustellen.

Im folgenden soll die in dieser Weise vereinfachte Gestaltung des Frequenzgangs  $F_B(j\omega)$  der im Beobachter verwendeten Streckennachbildung begründet werden.

Die selbsterregten Schwingungen, die sich bei der Realisierung der in Bild 3.10 (Seite 30) dargestellten, ursprünglichen unterlagerten Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors (ohne Stabilisierung durch die Aufschaltung eines Satzes von Zustandsvariablen auf den Eingang des Zweipunkt-

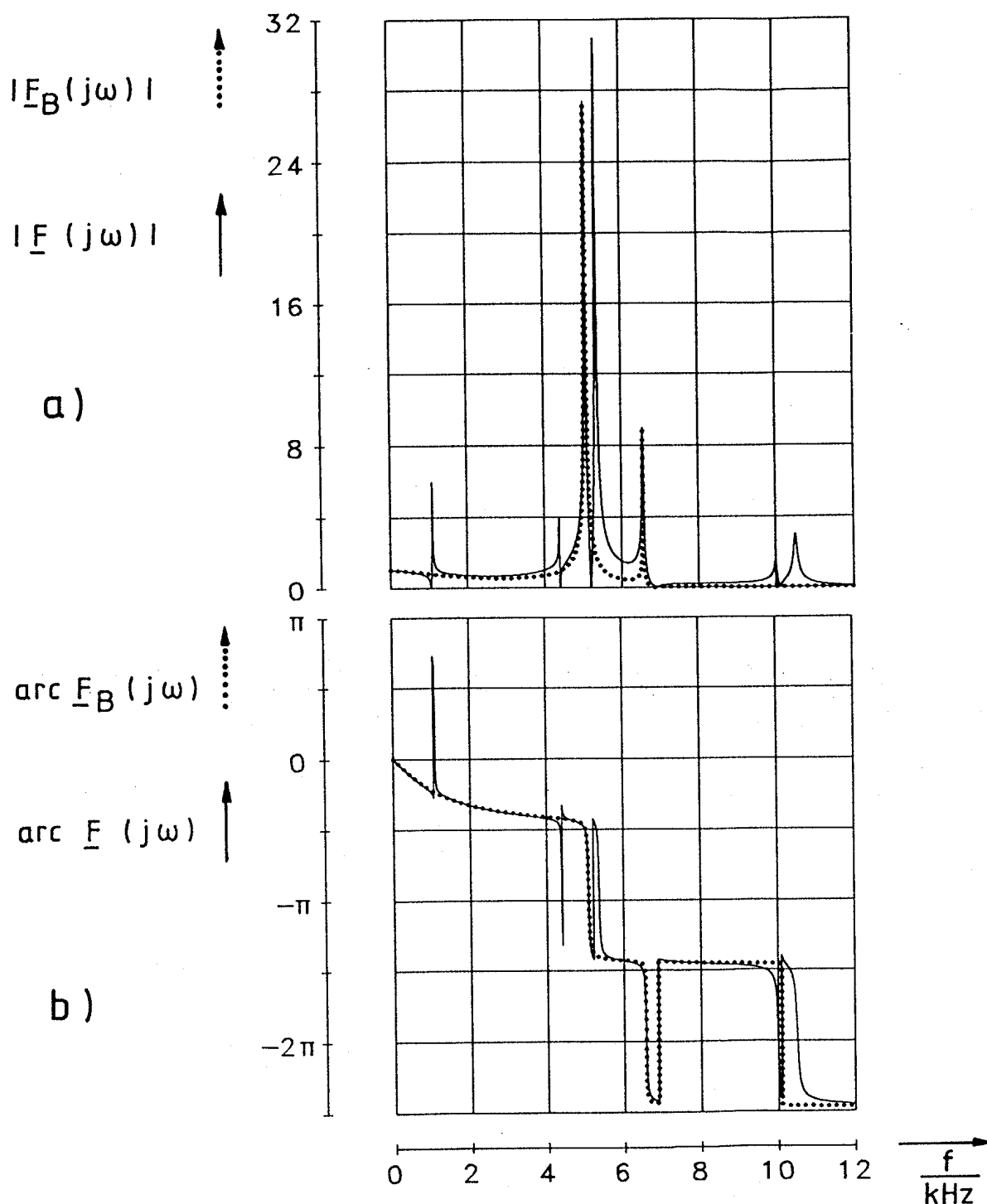


Bild 9.1 a) — Amplitudengang  $|F(j\omega)|$  der vollständigen Nachbildung des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke und  
 ... Amplitudengang  $|F_B(j\omega)|$  der im Beobachter verwendeten Nachbildung dieses Teils;  
 b) — Phasengang  $\text{arc } F(j\omega)$  der vollständigen Nachbildung des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke und  
 ... Phasengang  $\text{arc } F_B(j\omega)$  der im Beobachter verwendeten Nachbildung dieses Teils.

glieds) ausbilden, weisen entweder eine Frequenz von ca. 3.4 kHz oder eine solche von ca. 6.7 kHz auf. (Dabei hängt es von der Art der Anregung des Systems, also von den zeitlichen Verläufen der Führungsgröße  $\alpha_s$  oder des Störmoments  $m_\sigma$  ab, welcher dieser beiden Zustände sich einstellt). Selbsterregte Schwingungen bei hiervon abweichenden Frequenzen treten nicht in Erscheinung.

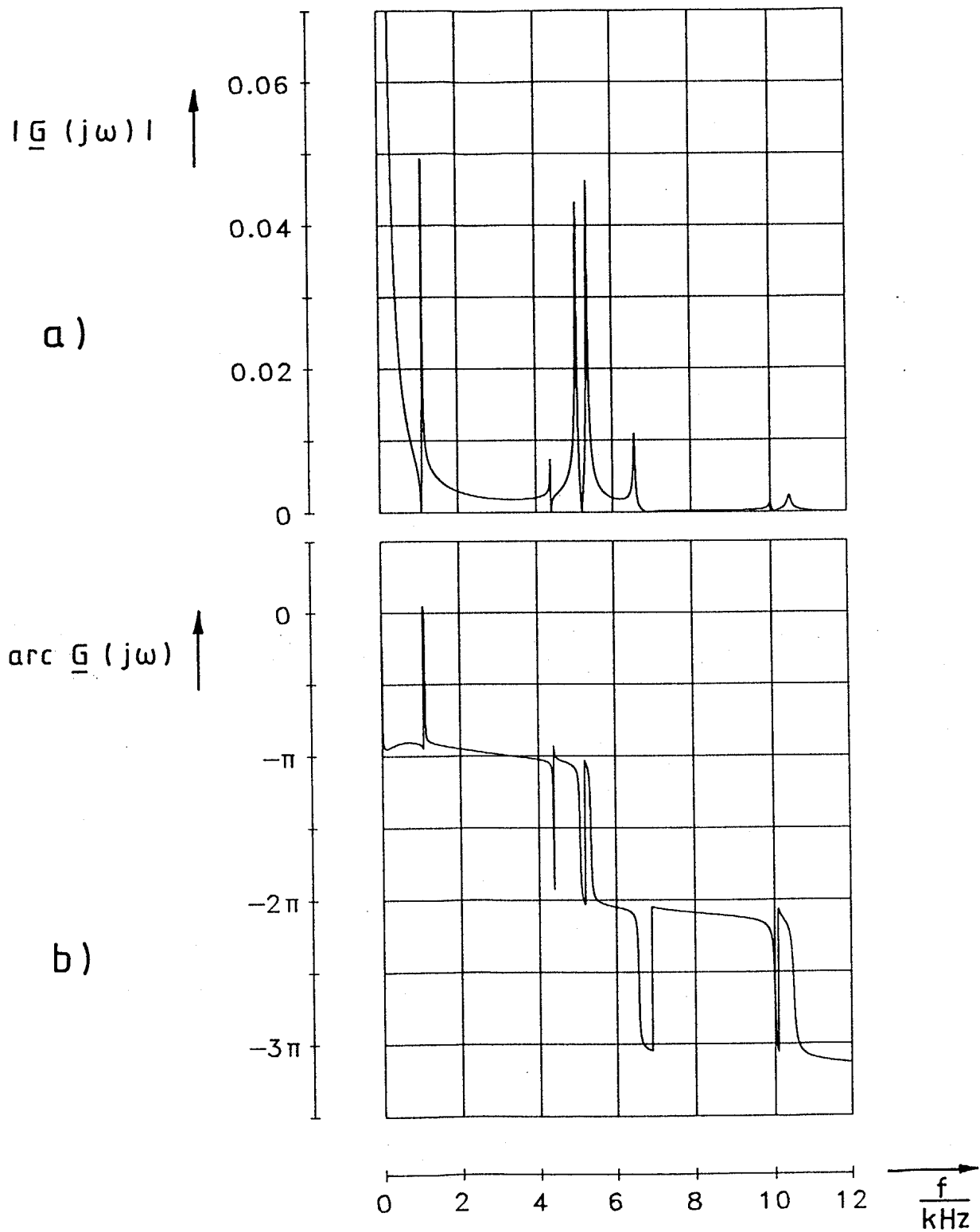
Das Auftreten der beiden beobachteten selbsterregten Schwingungen wird bei einer Betrachtung des Frequenzgangs

$$\underline{G}(j\omega) = - \frac{e(j\omega)}{u(j\omega)} \Big|_{m_\sigma = 0, \alpha_s = 0}$$

des linearen Teils der in Bild 3.10 (Seite 30) dargestellten Zweipunktregelschleife (Bild 9.2) leicht verständlich. Der Phasengang  $\arg \underline{G}(j\omega)$  durchquert nämlich gerade bei 3.4 kHz, von größeren Werten kommend, den kritischen Wert  $-\pi$  und bei 6.7 kHz, gleichfalls von größeren Werten kommend, den kritischen Wert  $-3\pi$ . Bei beiden in Rede stehenden Frequenzen besteht außerdem die Ungleichung  $|\underline{G}(j\omega)| > 0$ .

(Bei der Berechnung des Frequenzgangs  $\underline{G}(j\omega)$  (Bild 9.2) wurde das im Abschnitt 3.1.1 (Seite 14) beschriebene Steuerverfahren des leistungselektronischen Stellglieds - die zeitdiskrete Schaltzustandssteuerung - durch ein Übertragungsglied mit einer Totzeit  $T_{t1}$  in Höhe der halben Abtastzeit  $T_A/2$  berücksichtigt. Dieses Übertragungsglied beschreibt die Wirkung der zeitdiskreten Schaltzustandssteuerung im interessierenden Frequenzbereich mit guter Näherung [23]. Zusätzliche, systeminhärente Laufzeiten wurden durch ein weiteres Übertragungsglied mit einer Totzeit  $T_{t2}$  in Höhe von  $T_{t2} = 2 \mu s$  berücksichtigt.)

Wie aus Bild 9.2 hervorgeht, durchquert die Phase  $\arg \underline{G}(j\omega)$  die kritischen Werte  $-\pi$  und  $-3\pi$  jedoch auch an verschiedenen anderen Stellen. Nach den vorstehend beschriebenen Erfahrungen wären auch an einigen dieser zusätzlichen Stellen selbsterregte Schwingungen denkbar.



**Bild 9.2** a) Amplitudengang  $|G(j\omega)|$  und  
 b) Phasengang  $\text{arc } G(j\omega)$  des linearen Teils der ursprünglichen, in Bild 3.10 (Seite 30) dargestellten Zweipunktregelschleife.

Die Phase  $\text{arc } \underline{G}(j\omega)$  durchläuft, jeweils von kleineren Werten kommend, bei ca. 4.4 kHz den Wert  $-\pi$  und bei ca. 6.9 kHz sowie bei ca. 10.1 kHz den Wert  $-3\pi$ . An diesen Stellen weist aber der Amplitudengang  $|\underline{G}(j\omega)|$  den Wert 0 auf. Deshalb können sich bei diesen Frequenzen keine selbsterregten Schwingungen ausbilden.

Außerdem durchquert die Phase  $\text{arc } \underline{G}(j\omega)$ , von größeren Werten kommend, den kritischen Wert  $-\pi$  aber auch bei ca. 4.4 kHz. Da an dieser Stelle  $|\underline{G}(j\omega)| > 0$  gilt, sind nach den oben beschriebenen Erfahrungen auch dort selbsterregte Schwingungen denkbar. Bei der Demonstrationsanlage wurden im Frequenzbereich um 4.4 kHz jedoch keine selbsterregten Schwingungen beobachtet. Auch eine Analyse der in Rede stehenden Zweipunktregelschleife mit Hilfe eines Simulationsmodells bestätigt, daß sich in diesem offensichtlich 'unkritischen' Frequenzbereich keine selbsterregten Schwingungen ausbilden. (Nach [20] stellen die beiden Beziehungen  $\text{arc } \underline{G}(j\omega) = -\pi$  und  $|\underline{G}(j\omega)| > 0$  bei Zweipunktregelschleifen ja auch keineswegs eine hinreichende Bedingung für das Auftreten selbsterregter Schwingungen dar).

Bei einer Betrachtung des Frequenzgangs  $\underline{G}(j\omega)$  oberhalb von 10 kHz fallen in diesem Zusammenhang noch zwei weitere Stellen (bei ca. 10.05 kHz und bei ca. 10.6 kHz) auf, bei welchen die Beziehungen  $\text{arc } \underline{G}(j\omega) = -3\pi$  und  $|\underline{G}(j\omega)| > 0$  erfüllt sind und die daher zunächst ebenfalls kritisch erscheinen. Auch dort sind aber weder bei der Demonstrationsanlage noch beim Simulationsmodell für die Regelschleife selbsterregte Schwingungen zu beobachten. Auch beim Frequenzbereich oberhalb von 10 kHz handelt es sich also offensichtlich um einen 'unkritischen' Bereich. Dies wird leicht verständlich, wenn man beachtet, daß der Amplitudengang  $|\underline{G}(j\omega)|$  bei den beiden zuletzt genannten Frequenzen zwar nicht exakt, aber doch nahezu den Wert 0 aufweist.

Nach [20] sind selbsterregte Schwingungen aber auch bei Frequenzen, bei welchen die beiden Beziehungen  $\text{arc } \underline{G}(j\omega) = -\pi$  und  $|\underline{G}(j\omega)| > 0$  (oder die beiden Beziehungen  $\text{arc } \underline{G}(j\omega) = -3\pi$  und  $|\underline{G}(j\omega)| > 0$ ) nicht erfüllt sind, keineswegs ausgeschlossen. Derartige selbsterregte Schwingungen sind im vorliegenden Fall jedoch nicht festzustellen.

In [20] ist eine Methode angegeben, mit der diejenigen Frequenzen bestimmt werden können, bei welchen in einem Zweipunktregelkreis selbsterregte Schwingungen möglich sind. Da diese Methode aber nur Hinweise auf mögliche selbsterregte Schwingungen gibt, also keine Aussagen über deren tatsächliches Auftreten macht und darüberhinaus im vorliegenden Fall einen enormen Rechenaufwand erfordert, wurde auf ihre Anwendung bewußt verzichtet.

In Kenntnis der vorstehend beschriebenen Verhältnisse wurde bei der Demonstrationsanlage der Frequenzgang  $\underline{F}_B(j\omega)$  der im Beobachter verwendeten Streckennachbildung nur innerhalb der 'kritischen' Frequenzbereiche (also bei ca. 3.4 kHz und bei ca. 6.7 kHz) dem Frequenzgang  $\underline{F}(j\omega)$  der vollständigen Nachbildung des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke weitgehend angeglichen.

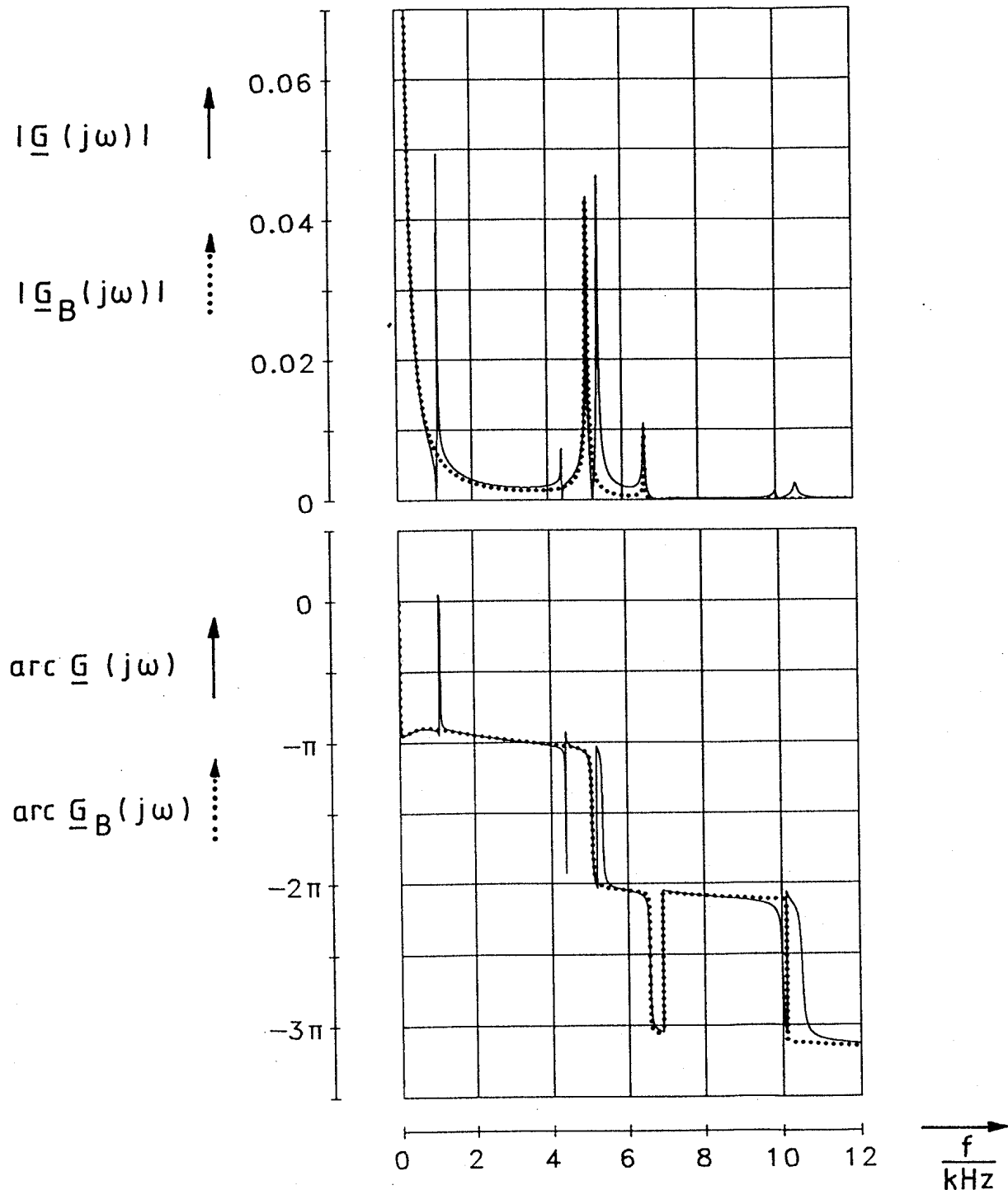
Bild 9.3 zeigt neben dem Frequenzgang

$$\underline{G}(j\omega) = - \frac{e(j\omega)}{u(j\omega)} \Big|_{m_\sigma = 0, \alpha_S = 0}$$

des linearen Teils der ursprünglichen, in Bild 3.10 (Seite 30) dargestellten Zweipunktregelschleife zum Vergleich den Frequenzgang

$$\underline{G}_B(j\omega) = - \frac{e(j\omega)}{u(j\omega)} \Big|_{m_\sigma = 0, \alpha_S = 0}$$

derselben Regelschleife, wenn in Bild 3.10 der Frequenzgang  $\underline{F}(j\omega)$  des mechanischen Teils der Übertragungsstecke durch den Frequenzgang  $\underline{F}_B(j\omega)$  der im Beobachter eingesetzten Streckennachbildung ersetzt wird. Ein Vergleich von  $\underline{G}(j\omega)$  und  $\underline{G}_B(j\omega)$  zeigt deren angestrebte, gute Übereinstimmung innerhalb der 'kritischen' Frequenzbereiche.



**Bild 9.3** — Amplitudengang  $|G(j\omega)|$  und Phasengang  $\text{arc } G(j\omega)$  des linearen Teils der ursprünglichen, in Bild 3.10 (Seite 30) dargestellten Zweipunktregelschleife;  
 ... Amplitudengang  $|G_B(j\omega)|$  und Phasengang  $\text{arc } G_B(j\omega)$  dieser Regelschleife, wenn der Frequenzgang  $F(j\omega)$  des mechanischen Teils der Übertragungsstecke durch den Frequenzgang  $F_B(j\omega)$  der im Beobachter verwendeten Streckennachbildung ersetzt wird. .



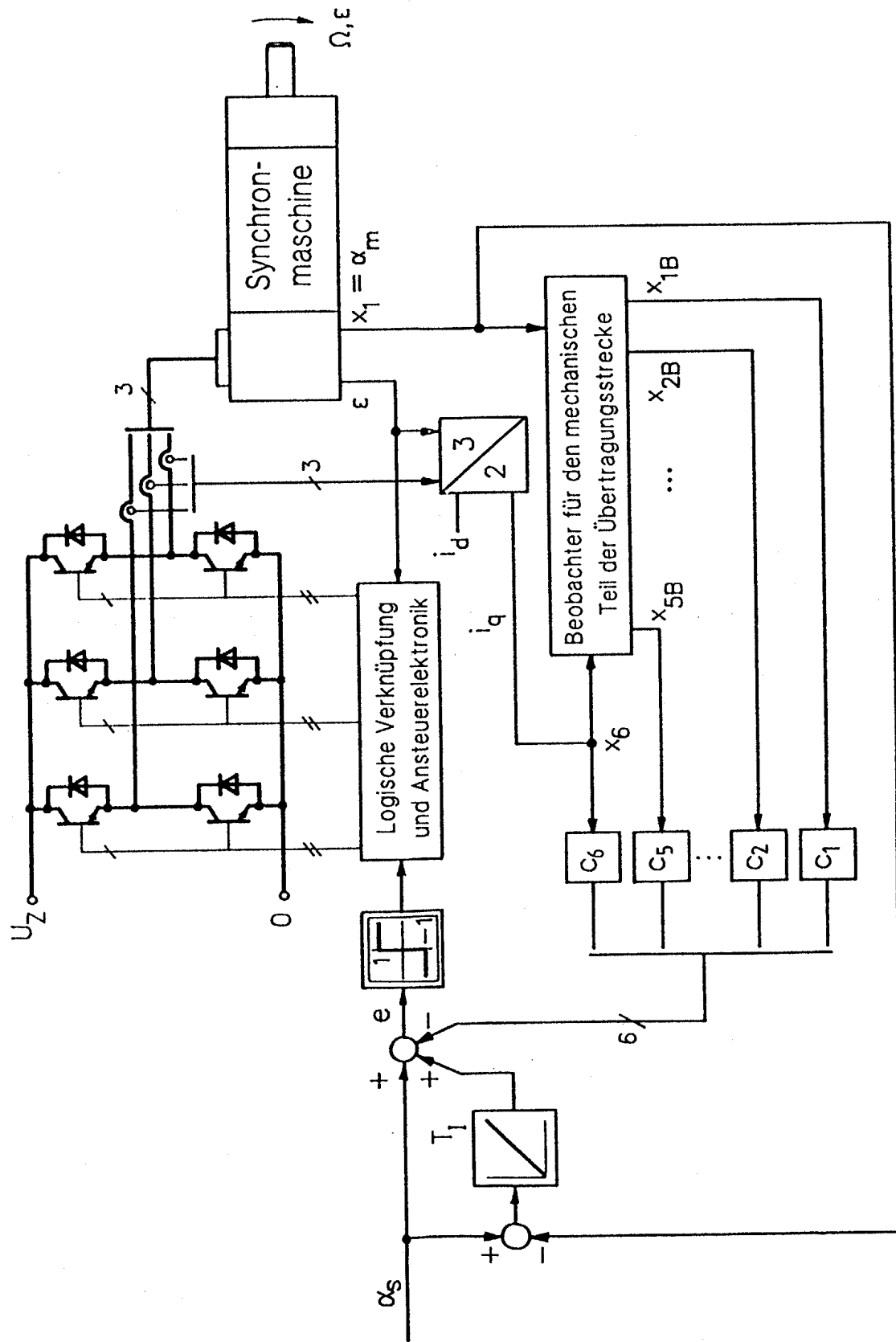
Zur Erzielung des in Bild 9.3 dargestellten Frequenzgangs  $G_B(j\omega)$  wurden zwei Übertragungsglieder zweiter Ordnung (zur Realisierung zweier Pol- und zweier Nullstellen) sowie ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit der Zeitkonstanten  $T_m$  in die im Beobachter verwendete Streckennachbildung aufgenommen. (Das Verzögerungsglied erster Ordnung beschreibt das Übertragungsverhalten des Aufnehmers für die Drehbeschleunigung). Dabei wurde der Frequenzgang  $F_B(j\omega)$  mit einer Polstelle bei ca. 5.1 kHz, einer weiteren Polstelle bei ca. 6.6 kHz sowie einer Nullstelle bei ca. 6.9 kHz versehen (siehe Bild 9.1, Seite 91). Um auch oberhalb von 10 kHz zumindest eine grobe Übereinstimmung der Phasengänge  $\arg G(j\omega)$  und  $\arg G_B(j\omega)$  zu gewährleisten, wurde darüberhinaus eine weitere Nullstelle bei ca. 10.1 kHz eingefügt.

Die Festlegung der Parameter der im Beobachter verwendeten Streckennachbildung erfolgte in völlig analoger Weise, wie die in Abschnitt 5 (Seite 50) beschriebene Festlegung der Parameter der vollständigen Nachbildung für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke derart, daß der Amplitudengang  $|F_B(j\omega)|$  bei den ausgewählten Pol- und Nullstellen in Übereinstimmung mit dem Amplitudengang  $|F(j\omega)|$  gebracht wurde.

### Teil III Die Anwendung auf Drehfeldmaschinen

#### 10. Pulswechselrichter gespeiste Synchronmaschine mit unterlagter Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors

Die im Teil I 'Problemstellung und grundsätzliche Lösung' (Seite 9 ff.) am Beispiel einer Gleichstrommaschine beschriebene unterlagerte Zweipunktregelung der Drehbeschleunigung des Maschinenrotors läßt sich in einfacher Weise [2,3] auf eine pulswechselrichter gespeiste, permanent erregte Synchronmaschine übertragen (Bild 10.1).



**Bild 10.1** Pulswechselrichtergespeiste, permanenterrregte Synchronmaschine mit unterlagerter Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors.

Werden dort jeweils zwei obere und ein unterer oder ein oberer und zwei untere Schalter des Pulswechselrichters (Bild 10.1) in den leitenden Zustand versetzt, so lassen sich für die Ständerspannung der Maschine unter Nutzung aller zulässigen Kombinationen insgesamt sechs verschiedene Raumzeiger [24] mit der Amplitude  $2/3 \cdot U_Z$  einstellen, die zusammen ein symmetrisches Sechseck aufspannen [2]. (Ein weiterer Raumzeiger ergibt sich, wenn entweder alle oberen oder alle unteren Schalter gleichzeitig in den leitenden Zustand versetzt werden und damit alle Anschlüsse der Maschine auf dasselbe Potential gebracht werden. Dieser sogenannte 'Freilaufzustand' wird von der Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors allerdings nicht eingestellt).

Bei der einfachsten Ausführung der Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors werden (in Abhängigkeit von der Rotorlage der Maschine) nur diejenigen beiden Schaltzustände des leistungselektronischen Stellglieds mit der Amplitude  $2/3 \cdot U_Z$  eingestellt, welche dazu führen, daß die drehmomentbildende Komponente  $i_q$  der Ständerströme schnellstmöglich vergrößert bzw. schnellstmöglich verkleinert wird. (Bei positiver Reglereingangsgröße  $e$  wird jener Schaltzustand eingestellt, welcher die Größe  $i_q$  schnellstmöglich vergrößert, bei negativer Reglereingangsgröße  $e$  jener, welcher die Größe  $i_q$  schnellstmöglich verkleinert).

Bei einer derartigen Ausführung der Regelschleife wird die feldbildende Komponente  $i_d$  der Ständerströme nur mittelbar kontrolliert und nimmt, abhängig von der Rotorlage, ziemlich hohe Werte an (bis zu 57% der drehmomentbildenden Komponente) [3]. Diese feldbildende Komponente führt lediglich zu einer erhöhten Beanspruchung der Maschine und des Umrichters, bringt aber keinerlei Nutzen [2].

Bei einer zweiten, nur geringfügig erweiterten Ausführung der Regelschleife, bei der (in Abhängigkeit von der Rotorlage) nicht nur zwei, sondern insgesamt vier der sechs Schaltzustände mit der Amplitude  $2/3 \cdot U_Z$  zugelassen werden, kann diese unerwünschte feldbildende Komponente  $i_d$  auf den Wert Null eingere-

gelt werden. Dabei wird bei der Auswahl des Schaltzustands des Pulswechselrichters neben dem Drehwinkel  $\varepsilon$  des Rotors und dem Vorzeichen der ReglereingangsgroÙe  $e$  auch das Vorzeichen der feldbildenden Komponente  $i_d$  der Ständerströme berücksichtigt.

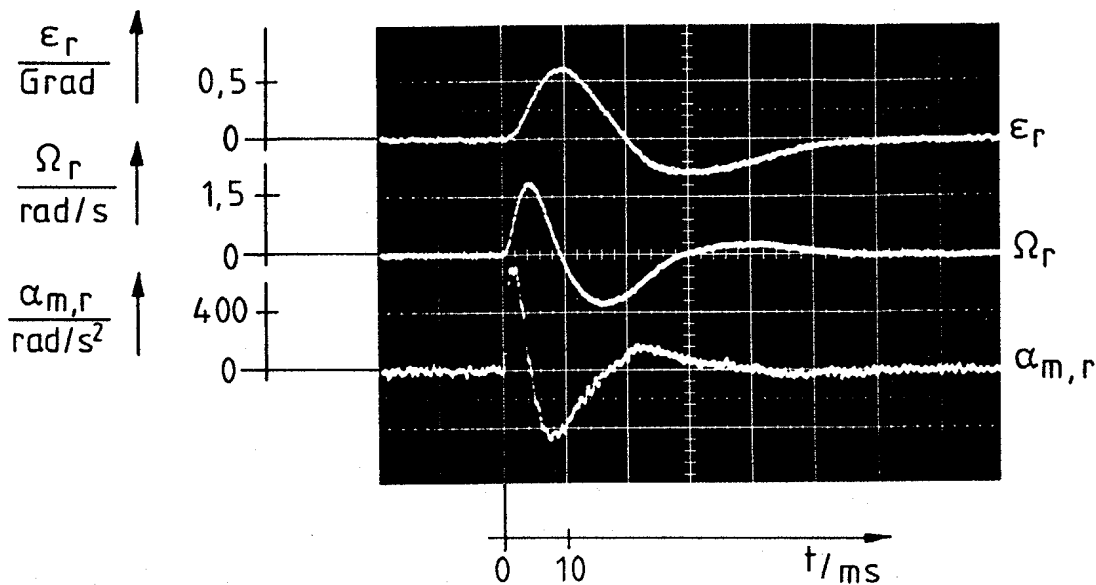
Diese geringfügige Erweiterung der Regelschleife, die eine unmittelbare Kontrolle der feldbildenden Komponente  $i_d$  der Ständerströme ermöglicht, führt im Vergleich mit dem zuvor beschriebenen Verfahren zur Festlegung der Schaltzustände des Pulswechselrichters lediglich zu einer geringfügigen, praktisch vernachlässigbaren EinbuÙe an Regelreserve zur Einstellung des gewünschten Drehbeschleunigungswerts [2].

Der mit einer pulswechselrichtergespeisten, permanenterregten Synchronmaschine ausgeführte Servoantrieb mit unterlagerter Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Rotors wird (allerdings ohne die Aufschaltung eines Satzes von Zustandsvariablen) bereits in [3] beschrieben. Auf eine nähere Erläuterung des dabei verwendeten Regelsystems sei daher an dieser Stelle verzichtet.

Zur Beurteilung des Störübertragungsverhaltens eines weiteren, mit einer Synchronmaschine ausgeführten und in der vorliegenden Arbeit verwendeten Demonstrationsantriebs wird das lagegeregelte System (völlig analog wie das im Teil I beschriebene, mit einer Gleichstrommaschine ausgeführte) mit einer möglichst ideal sprungförmigen Änderung des Lastmoments beaufschlagt (vgl. Seite 42). (Die Daten der dabei verwendeten Synchronmaschine sind im Anhang A5 (Seite 123) aufgeführt.

Um einen Vergleich mit dem Stand der Technik zu ermöglichen, wurde das Regelsystem zunächst mit einer unterlagerter Zweipunktregelschleife für die drehmomentbildende Komponente der Ständerströme ausgeführt. Die überlagerten Regelschleifen für die Winkelgeschwindigkeit und die Winkellage (vgl. Bild 3.6, Seite 23) wurden anschließend so ausgelegt, daß sich ein möglichst günstiges Störübertragungsverhalten des Antriebs ergab. Bild 10.2 zeigt die unter diesen Voraussetzungen gemessenen zeitlichen Verläufe des Drehwinkels, der Winkelgeschwindigkeit

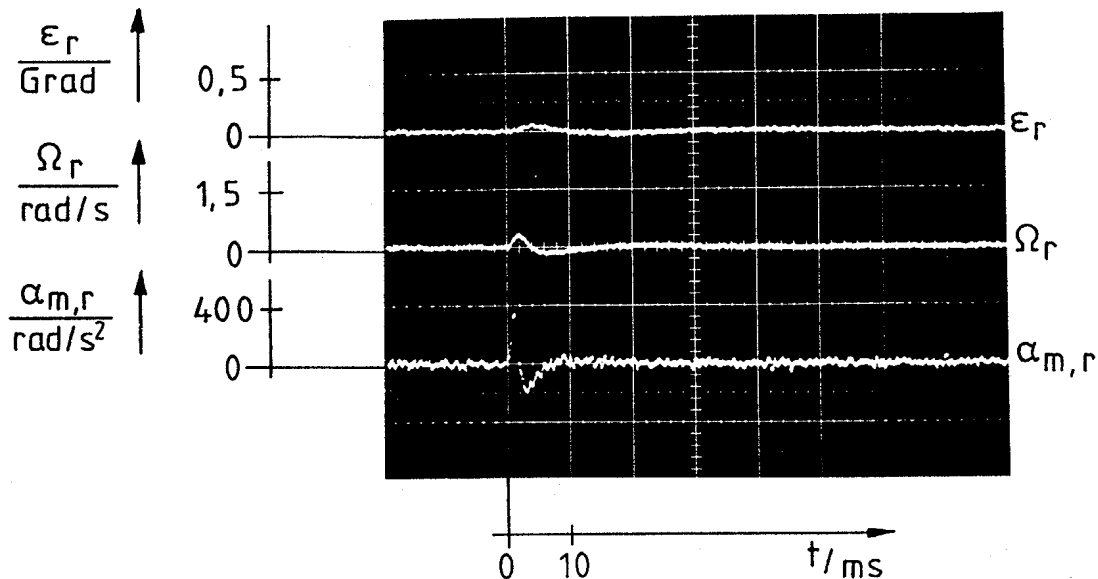
sowie der Drehbeschleunigung, wenn zum Zeitpunkt  $t = 0$  ein Lastsprung in Höhe des 0.4-fachen Nennmoments ausgelöst wurde. Die durch diesen Lastsprung hervorgerufene, maximale Auslenkung der Welle betrug dabei ca. 0.6 Grad.



**Bild 10.2** Gemessene zeitliche Verläufe des Drehwinkels  $\epsilon_r$ , der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega_r$  sowie der Drehbeschleunigung  $\alpha_{m,r}$  des mit einer Synchronmaschine ausgeführten Demonstrations-Servoantriebs mit unterlagelter Regelschleife für die drehmomentbildende Komponente der Ständerströme bei einem zur Zeit  $t=0$  ausgelösten Lastsprung in Höhe des 0.4-fachen Nennmoments.

Anschließend wurde die unterlagerte Regelschleife für die drehmomentbildende Komponente der Ständerströme durch eine Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors mit Aufschaltung eines Satzes von Zustandsvariablen ersetzt. Bild 10.3 zeigt die unter diesen Voraussetzungen gemessenen zeitlichen Verläufe des Drehwinkels, der Winkelgeschwindigkeit sowie der Drehbeschleunigung, wenn wieder zum Zeitpunkt  $t = 0$  ein Lastsprung in Höhe des 0.4-fachen Nennmoments ausgelöst wurde. Die maximale Auslenkung der Welle reduziert sich infolge des Übergangs von der unterlagerten Regelschleife für

die drehmomentbildende Komponente der Ständerströme auf die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors von ca. 0.6 Grad auf ca. 0.05 Grad.



**Bild 10.3** Gemessene zeitliche Verläufe des Drehwinkels  $\varepsilon_r$ , der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega_r$  sowie der Drehbeschleunigung  $\alpha_{m,r}$  des mit einer Synchronmaschine ausgeführten Demonstrations-Servoantriebs mit unterlagerter Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors bei einem zur Zeit  $t=0$  ausgelösten Lastsprung in Höhe des 0.4-fachen Nennmoments.

Ein Vergleich der beiden Diagramme macht deutlich, daß auch der mit einer Synchronmaschine ausgeführte Servoantrieb hinsichtlich seines Störverhaltens ganz entscheidend verbessert wird, wenn die unterlagerte Regelschleife für die drehmomentbildende Komponente der Ständerströme durch eine unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors ersetzt wird.

### Zusammenfassung

In vielen Anwendungsfällen im Bereich der Automatisierungstechnik kommen dynamisch hochwertige, also reaktionsschnelle Servoantriebe zum Einsatz, denen eine große Steifigkeit und zugleich eine gute Positionierruhe abverlangt wird.

Die Regelung für solche Servoantriebe wird üblicherweise in Kaskadenstruktur mit einer innersten unterlagerten Regelschleife für das Drehmoment oder für die unmittelbar drehmomentbildende Kenngröße der Maschine ausgeführt. Diese innerste Regelschleife kann dann auf einfache Weise durch einen überlagerten Regelkreis für die Drehzahl und erforderlichenfalls für die Winkellage des Rotors ergänzt werden.

Die Steifigkeit eines solchen Antriebs kann wesentlich verbessert werden, wenn diese innerste Regelschleife für das Drehmoment oder für die unmittelbar drehmomentbildende Kenngröße der Maschine durch eine Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors ersetzt wird. Das auf den Rotor der Maschine einwirkende Belastungsmoment greift dann ebenso wie Nutungs- und Reibungsmomente aller Art innerhalb dieser schnellen, unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung an. Diese Störeinflüsse werden dann unter voller Nutzung der jeweils verfügbaren Stellreserve schnellstmöglich ausgeregelt.

Eine weitere Verbesserung der Steifigkeit des Antriebs läßt sich erreichen, wenn diese Zweipunktregelschleife durch einen sogenannten Bypass-Integrierer [11] ergänzt wird. Dieser Bypass-Integrierer bewirkt bei einer geeigneten Dimensionierung seiner Integrationszeitkonstanten, daß nicht nur die Differenz zwischen dem Sollwert und dem Istwert der Drehbeschleunigung des Rotors, welche z.B. infolge einer Änderung des Belastungsmoments entsteht, schnellstmöglich ausgeregelt wird, sondern daß auch deren zeitliches Integral sehr rasch wieder auf seinen ursprünglichen Wert zurückgeführt wird.

Auf diese Weise wird also eine Änderung der Winkelgeschwindigkeit des Rotors, welche durch eine Veränderung des Belastungsmoments hervorgerufen wurde, beseitigt, ohne daß dafür ein überlagerter Regelkreis für die Winkelgeschwindigkeit oder die Winkellage des Rotors eingreifen muß; mithin wird die Steifigkeit des Gesamtsystems bei einer geeigneten Dimensionierung der Integrationszeitkonstanten nochmals deutlich erhöht.

Ein weiterer Vorteil der unterlagerten Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors besteht darin, daß die in den überlagerten Schleifen zu beherrschenden Regelgrößen, nämlich die Winkelgeschwindigkeit und die Winkellage des Rotors aus dessen Drehbeschleunigung direkt über einfache Integrationen ohne veränderliche Parameter hervorgehen. Dies vereinfacht zum einen die Auslegung der überlagerten Regelkreise. Zum anderen ermöglicht es - eine präzise und reaktionsschnelle Erfassung der Drehbeschleunigung des Rotors vorausgesetzt - eine nahezu ideale, nämlich dynamisch hochwertige und störsignalarme Ermittlung der Winkelgeschwindigkeit und der Winkellage mittels eines sogenannten Teilstreckenbeobachters [7].

Die als erste vorgenommene Realisierung des beschriebenen Regelkonzepts am Beispiel einer Gleichstrommaschine barg zunächst noch verschiedene Probleme. Die Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors schließt nämlich auch den Meßaufnehmer für die Drehbeschleunigung mit dem Übertragungsverhalten eines Verzögerungsglieds erster Ordnung sowie die 'mechanische Strecke' vom Angriffsort des inneren Drehmoments der Maschine bis hin zur Position des Meßaufnehmers mit ein. Dieser sogenannte 'mechanische Teil der Übertragungsstrecke' weist einen Amplitudengang mit sehr stark ausgeprägten Pol- und Nullstellen im Frequenzbereich oberhalb von etwa 1 kHz auf. Diese Pol- und Nullstellen charakterisieren die Torsioneigenschaften des Maschinenrotors. Es wird gezeigt, daß der zugehörige Frequenzgang der mechanischen Teilstrecke durch ein strukturdynamisches Modell mit höchst einfachen Komponenten nahezu exakt nachgebildet werden kann. Jede der im interessierenden Frequenzbereich zu berücksichtigenden Polstellen erhöht die Ordnungszahl dieses Modells um zwei.



Infolgedessen bilden sich in der beschriebenen Zweipunktregelschleife ohne zusätzliche Vorkehrungen selbsterregte Schwingungen aus, die zum einen zu einer erheblichen Geräuschentwicklung und zum anderen zu einer deutlichen Verminderung der Positionier Ruhe des Antriebs führen.

Es wird gezeigt, daß diese selbsterregten Schwingungen durch die gewichtete Aufschaltung eines vollständigen Satzes von Zustandsvariablen der Regelstrecke auf den Eingang des Zweipunktreglers aber zuverlässig zum Verschwinden gebracht werden können. Ein Bypass-Integrierer sorgt hierbei dafür, daß nicht das Gemisch der aufgeschalteten Zustandsvariablen, sondern nach wie vor die Regelgröße 'Drehbeschleunigung' auf den Wert ihrer Führungsgröße eingestellt wird.

Die genannten Zustandsvariablen sind meßtechnisch nicht direkt erfaßbar. Sie lassen sich jedoch mit Hilfe eines sogenannten Luenberger-Beobachters auf einfache Weise synthetisieren. Zur Realisierung der in diesem Beobachter enthaltenen Nachbildung für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke kann das bereits erwähnte strukturdynamische Modell dieses Streckenteils verwendet werden.

Die Ordnungszahl des genannten Beobachters wächst mit der Anzahl der Polstellen des mechanischen Teils der Übertragungsstrecke. Auch der schaltungstechnische Aufwand für die Realisierung des Beobachters nimmt mit der Anzahl dieser Polstellen beachtlich zu.

Eine theoretisch-experimentelle Untersuchung zeigt jedoch, daß zur Unterdrückung der selbsterregten Schwingungen gar kein vollständiger Satz von Zustandsvariablen auf den Eingang des Zweipunktglieds aufgeschaltet werden muß und daß infolgedessen die Ordnungszahl des praktisch eingesetzten Beobachters gegenüber der Ordnungszahl des oben genannten Luenberger-Beobachters erheblich reduziert werden kann.

Da die Zweipunktregelschleife mit der Funktionsweise ihres Stellglieds grundsätzlich eine massive Nichtlinearität enthält,

steht zur Festlegung der Faktoren für die gewichtete Aufschaltung eines Satzes von Zustandsvariablen auf den Eingang des Zweipunktglieds kein bekanntes Berechnungsverfahren zur Verfügung. Die Festlegung dieser Faktoren erfolgt daher in neuartiger Weise mit Hilfe eines statistischen Optimierungsverfahrens.

Zur Ausführung dieses Optimierungsverfahrens wird ein sogenanntes Gütekriterium zur Bewertung der im Verlauf des Optimierungsvorgangs eingestellten Gewichtungsfaktoren benötigt.

In einem ersten Schritt wird hierzu ein Simulationsmodell für die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors erstellt. In dieses Simulationsmodell wird auch der Luenberger-Beobachter für den mechanischen Teil der Übertragungsstrecke einbezogen. Mit Hilfe dieses Simulationsmodells wird dann jener zeitliche Verlauf der Regelgröße berechnet, der sich bei einer Anregung des Regelkreises durch eine sprungförmige Änderung des Belastungsmoments der Maschine ergibt. Aus diesem zeitlichen Verlauf wird anschließend der Wert des Gütekriteriums für die eingestellten Gewichtungsfaktoren ermittelt.

Diese Faktoren für die gewichtete Aufschaltung des Satzes von Zustandsvariablen werden dann im Rahmen des Optimierungsverfahrens durch 'gezieltes Suchen' derart verändert, daß zum einen die unerwünschten selbsterregten Schwingungen im unterlagerten Regelkreis für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors zum Verschwinden gebracht werden und zum anderen die Forderung nach einer hohen Steifigkeit des Antriebs bestmöglich erfüllt wird.

Das zur Bildung des Gütekriteriums zunächst herangezogene Simulationsmodell für die unterlagerte Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors kann das reale Verhalten der Regelschleife natürlich nicht völlig fehlerfrei wiedergeben. Deshalb wird in einem weiteren Schritt die reale Anlage selbst in den Optimierungsprozeß einbezogen (Hardware-In-The-Loop). Der Ablauf des Optimierungsverfahrens erfolgt auch hierbei vollständig rechnergesteuert. Die Einstellung der Faktoren für die gewichtete Aufschaltung des Satzes von Zustandsvariablen geschieht mit Hilfe sogenannter Digitalpotentiometer, deren

ohmscher Widerstand durch ein Datenwort mit einer Breite von acht Bit eingestellt werden kann.

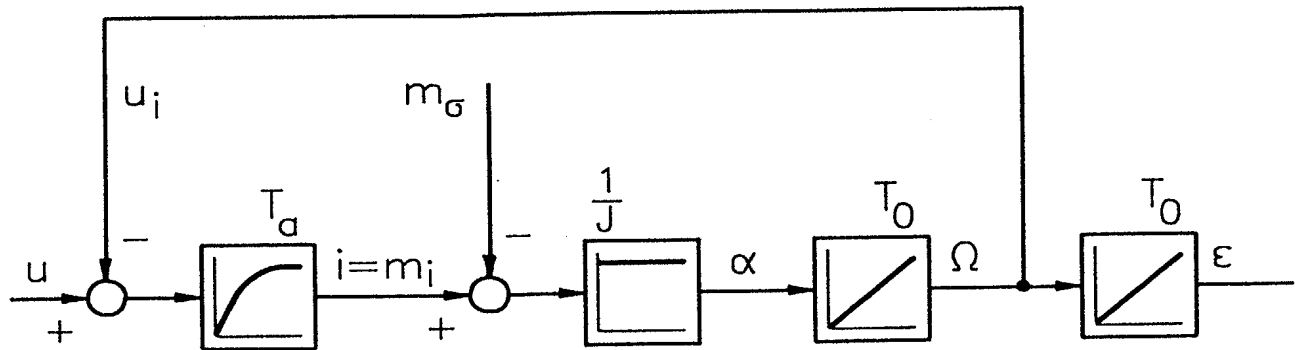
Durch diese Einbeziehung der realen Anlage in den Optimierungsprozeß wird zum einen das Ergebnis der Optimierung erheblich verbessert. Wird diese Einbeziehung geeignet ausgeführt, so läßt sich zum anderen die Dauer des Optimierungsvorgangs drastisch reduzieren.

Die praktische Realisierung des beschriebenen, vollständigen Regelsystems wird zunächst am Beispiel einer Gleichstrommaschine beschrieben. Die dabei gewonnenen Erkenntnisse werden anschließend auf einen zweiten, mit einer Drehstromsynchronmaschine ausgeführten Servoantrieb übertragen.

## Anhang

### A1 Normierung

Bild A1.1 zeigt das in Abschnitt 2 (Seite 9) erläuterte, regelungstechnische Blockschaltbild einer permanentenerregten Gleichstrommaschine mit normierten Größen. Die Daten der Maschine sowie die Daten der in Reihe zum Ankerkreis der Maschine geschalteten Glättungsdrossel sind im Anhang A2 wiedergegeben.



**Bild A1.1** Regelungstechnisches Blockschaltbild einer konstant erregten Gleichstrommaschine mit normierten Größen.

Die Normierungsbeziehungen für die in diesem Bild enthaltenen Größen lauten:

$$x = \frac{x_r}{x_B} \quad \text{mit} \quad (A1.1)$$

$$x \in \{u, u_i, i, m_i, m_\sigma, \alpha, \Omega, \varepsilon\}.$$

Die Bezugsgröße  $u_B$  wurde zu  $u_B = U_{Zr}$  gewählt (vgl. Bild 3.1, Seite 15). Damit ergeben sich die übrigen Bezugsgrößen wie folgt:

$$u_{iB} = u_B ; \quad i_B = \frac{u_B}{R_a + R_d} ; \quad m_{iB} = K_m \cdot i_B \stackrel{!}{=} m_B ;$$

$$m_{\sigma B} = m_B ; \quad \alpha_B = \frac{m_B}{J_r} ; \quad \Omega_B = 2 \cdot \pi \cdot \frac{u_B}{K_u} ;$$

$$\varepsilon_B = \frac{\Omega_B^2}{\alpha_B}.$$

Die Parameter der in Bild A1.1 enthaltenen regelungstechnischen Übertragungsglieder ergeben sich damit gemäß den folgenden Beziehungen:

$$T_0 = \frac{\Omega_B}{\alpha_B} ; \quad T_a = \frac{L_a + L_d}{R_a + R_d} ; \quad J = \frac{\alpha_B \cdot (J_r + J_{r, \text{Last}})}{m_B} .$$

## A2 Daten der Gleichstrommaschine

In der nachstehenden Tabelle A2.1 sind die Daten der in der Demonstrationsanlage eingesetzten Gleichstrom-Scheibenläufermaschine sowie der zugehörigen Glättungsdrossel für deren Ankerstrom aufgeführt.

### Daten der Maschine:

Nenndrehmoment	$M_N$	=	7 Nm
Spitzendrehmoment	$M_{\max}$	=	50 Nm
Nennstrom	$I_N$	=	14.8 A
Spannungskonstante	$K_u$	=	53 V/(1000 min <sup>-1</sup> )
Drehmomentkonstante	$K_m$	=	0.506 Nm/A
Nenndrehzahl	$n_N$	=	3000 min <sup>-1</sup>
Wirkungsgrad	$\eta_N$	=	86 %
Ankerinduktivität	$L_a$	=	250 $\mu$ H
Ankerwiderstand	$R_a$	=	0.9 $\Omega$
Rotorträgheitsmoment	$J_r$	=	23 kg·cm <sup>2</sup>

### Daten der Glättungsdrossel:

Induktivität	$L_d$	=	20 mH
Widerstand	$R_d$	=	0.11 $\Omega$

Tabelle A2.1 Daten der in der Demonstrationsanlage verwendeten Gleichstrom-Scheibenläufermaschine nebst Glättungsdrossel.

### A3 Mechanische Anordnung zur Erzeugung einer sprungförmigen Änderung des Lastmoments

Zur Beurteilung des Störübertragungsverhaltens des Demonstrationsantriebs wird das lagegeregelte System mit einer möglichst ideal sprungförmigen Änderung des Lastmoments beaufschlagt (siehe Seite 42).

Zur Erzeugung dieser möglichst sprungförmigen Änderung des Lastmoments wird auf der Abtriebseite der Welle eine dünne Scheibe angebracht. Auf den äußeren Rand dieser Scheibe wird eine dünne Schnur aufgelegt. Diese Schnur wird über zwei Umlenkrollen so geführt, daß ein an ihren beiden Enden befestigtes Gewicht das gewünschte Drehmoment hervorruft (Bild A3.1).

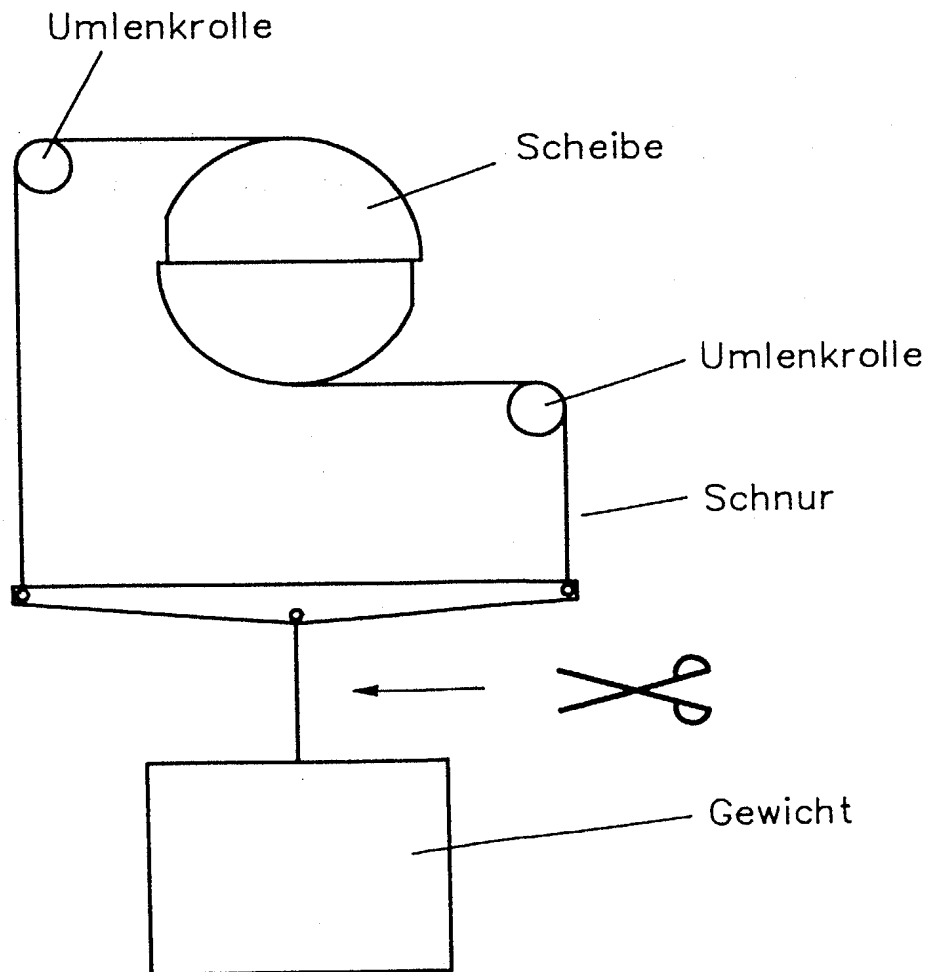


Bild A3.1 Mechanische Anordnung zur Erzeugung einer sprungförmigen Änderung des Lastmoments beim Demonstrationsantrieb.

Wird die Aufhängung des Gewichts an der in Bild A3.1 kenntlich gemachten Stelle durchgetrennt, so ergibt sich die gewünschte, mit guter Näherung sprungförmige Änderung des an der Welle angreifenden Drehmoments.

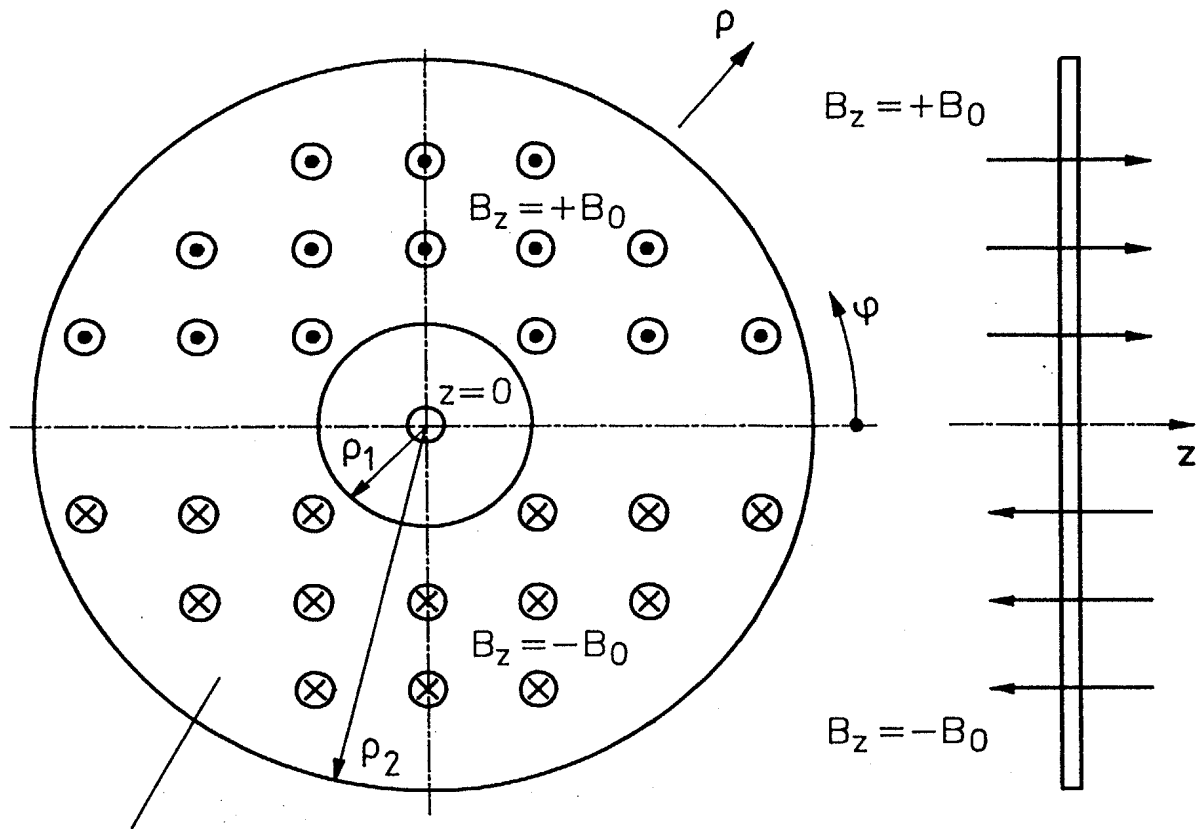
#### A4 Der Aufnehmer für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors

Im Abschnitt 4 (Seite 47) wurde die grundsätzliche Funktion des Meßaufnehmers für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors beschrieben. Dies geschah anhand einer höchst einfachen mechanischen Anordnung, bei der das bewegte, mit dem Maschinenrotor verbundene Teil des Aufnehmers aus einem Kupferhohlzylinder besteht, der senkrecht zu seiner Rotationsachse von einem zeitlich konstanten Magnetfeld durchsetzt wird (Bild 4.1, Seite 48).

Der konstruktive Aufbau des im Demonstrationsantrieb eingesetzten Aufnehmers weicht von dieser, im Abschnitt 4 beschriebenen Anordnung ab. Daher soll zunächst die Funktion und der Aufbau des tatsächlich eingesetzten Aufnehmers näher beschrieben werden.

##### A4.1 Funktion und Aufbau des Aufnehmers

Das bewegte, mit dem Maschinenrotor fest verbundene Teil des Aufnehmers besteht aus einer dünnen Aluminiumscheibe. Diese Scheibe wird senkrecht von einem zeitlich konstanten, statorfesten Erregermagnetfeld  $\vec{B}$  durchsetzt (Bild A4.1). Die räumliche Verteilung dieses erregenden Magnetfelds ist im Bereich der Scheibe seinem Betrage nach symmetrisch zu den Halbgeraden ( $\varphi = 0, z = 0$ ) und ( $\varphi = \pi, z = 0$ ). Bezüglich ihrer Richtungen sind das Magnetfeld in der oberen Hälfte der Scheibe ( $0 < \varphi < \pi$ ) und das Magnetfeld in der unteren Hälfte der Scheibe ( $\pi < \varphi < 2\pi$ ) einander entgegengesetzt orientiert. Das erregende Magnetfeld wird durch Permanentmagnete erzeugt, die in zwei zylinderförmige, weichmagnetische Schalen eingebettet sind.



Wirbelstromscheibe

**Bild A4.1** Draufsicht und Seitenansicht der mit dem Maschinenrotor verbundenen Wirbelstromscheibe des Drehbeschleunigungsaufnehmers.

Den nachfolgenden, grundsätzlichen Betrachtungen ist ein jeweils vollständig homogener Verlauf des Erregermagnetfelds in den beiden Scheibenhälften zugrundegelegt. Die Komponenten dieses Felds lauten in Zylinderkoordinaten:

$$\vec{B} = (B_\rho, B_\varphi, B_z)$$

mit  $B_\rho = 0$ ,  $B_\varphi = 0$  und

(A4.1)

$$B_z = \begin{cases} +B_0 & \text{in der oberen Scheibenhälfte} \quad (0 < \varphi < \pi) \\ -B_0 & \text{in der unteren Scheibenhälfte} \quad (\pi < \varphi < 2\pi) \end{cases}$$



Auf die bei einer Rotation der Scheibe in azimuthaler Richtung bewegten Ladungsträger in der Scheibe wirkt in radialer Richtung eine Lorentzkraft  $F_\rho$  gemäß

$$F_\rho(\rho, \Omega) = Q_e \cdot \Omega \cdot \rho \cdot B_z \quad . \quad (A4.2)$$

Führt man zur Beschreibung der Wirkung dieser Lorentzkraft auf die Ladungsträger eine elektrische Feldstärke  $E_\rho$  ein, die ebenfalls in radialer Richtung orientiert ist, so muß diese der Beziehung

$$E_\rho(\rho, \Omega) = \Omega \cdot \rho \cdot B_z \quad (A4.3)$$

gehörchen.

Die infolge der Rotation der Scheibe auf die Ladungsträger ausgeübte Lorentzkraft ruft einen Ladungsfluß zwischen der oberen und der unteren Scheibenhälfte in Form von Wirbelströmen hervor. In Bild A4.2 ist der prinzipielle Verlauf der sich dabei ausbildenden Wirbelstrombahnen dargestellt.

Als Ursache für die Wirbelströme kann ersatzweise natürlich auch eine elektrische Spannung  $u_w$  angesetzt werden. Der Maximalwert dieser Spannung wird je zur Hälfte in der oberen und in der unteren Scheibenhälfte zwischen dem äußeren und dem inneren Scheibenrand induziert. Setzt man für das Erregermagnetfeld eine Induktionsverteilung gemäß Gleichung (A4.1) voraus, so ergibt sich für den genannten Maximalwert der Spannung  $u_w$ :

$$\hat{u}_w = 2 \cdot \int_{\rho_1}^{\rho_2} E_\rho(\rho) d\rho = \Omega \cdot B_0 \cdot (\rho_2^2 - \rho_1^2) \quad . \quad (A4.4)$$

Der grundsätzliche Verlauf der Wirbelstrombahnen resultiert aus der geometrischen Gestalt der Scheibe. (Außerdem wird dieser Verlauf natürlich auch noch durch die tatsächlich gegebene, inhomogene Induktionsverteilung des Erregerfelds beeinflusst).

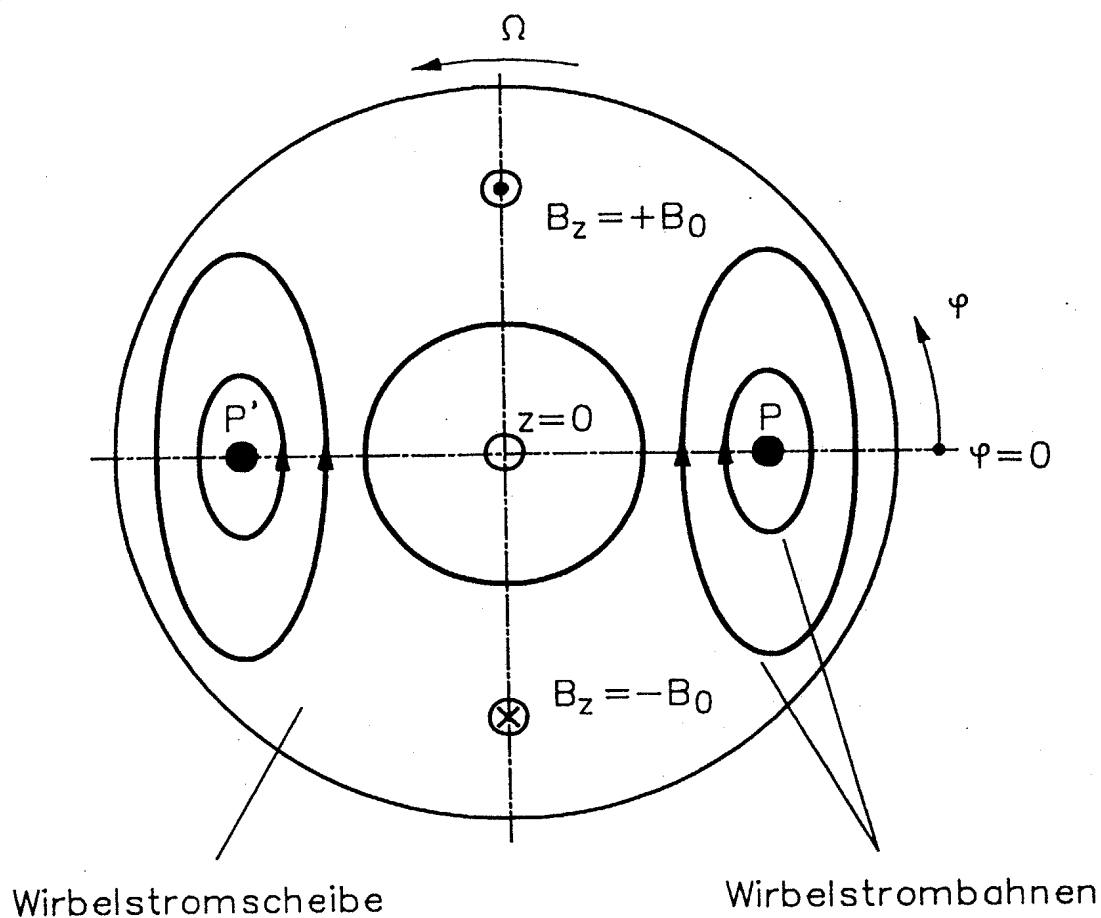


Bild A4.2 Draufsicht auf die Wirbelstromscheibe mit den prinzipiellen Verläufen der sich darin ausbildenden Wirbelstrombahnen.

Bei konstanter Winkelgeschwindigkeit der Scheibe kann die Summe  $i_w$  jener Wirbelströme, die den Punkt  $P$  bzw. den Punkt  $P'$  (s. Bild A4.2) umschließen, als Quotient aus der Spannung  $\hat{u}_w$  und einem Ersatzwiderstand  $R_w$  beschrieben werden:

$$i_w = \frac{\hat{u}_w}{R_w} \quad . \quad (A4.5)$$

Es ist leicht einzusehen, daß dieser Ersatzwiderstand  $R_w$  zum einen proportional zum spezifischen elektrischen Widerstand der Scheibe ist und zum anderen umgekehrt proportional zu deren Dicke.

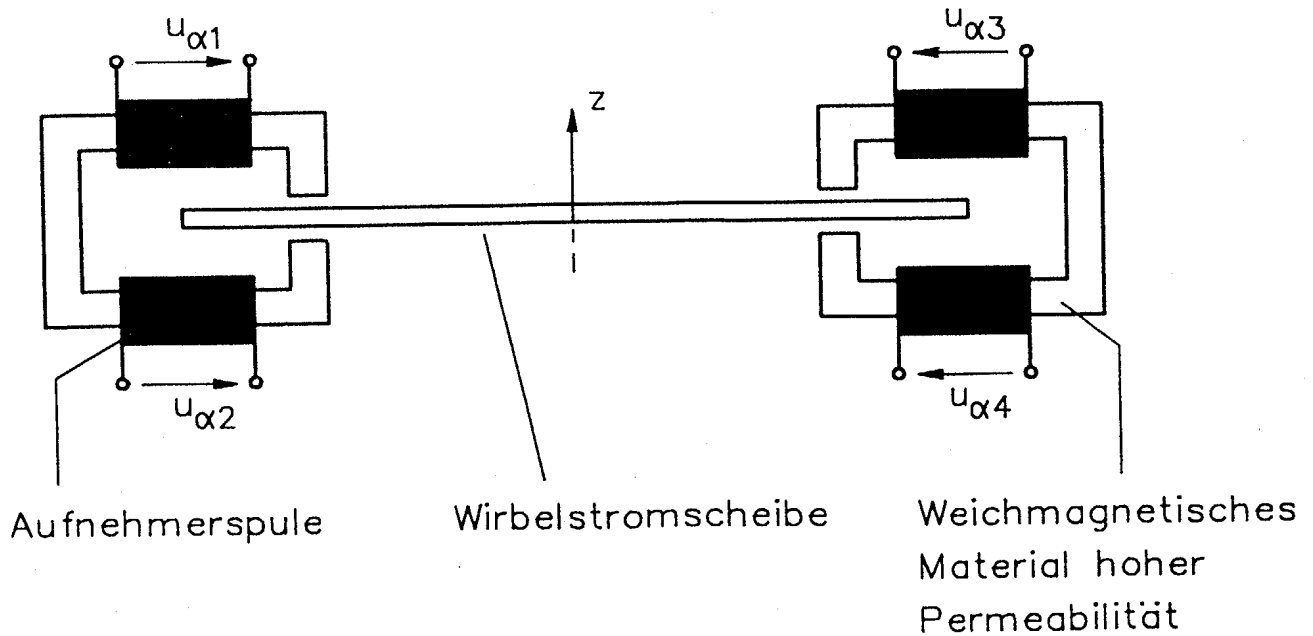
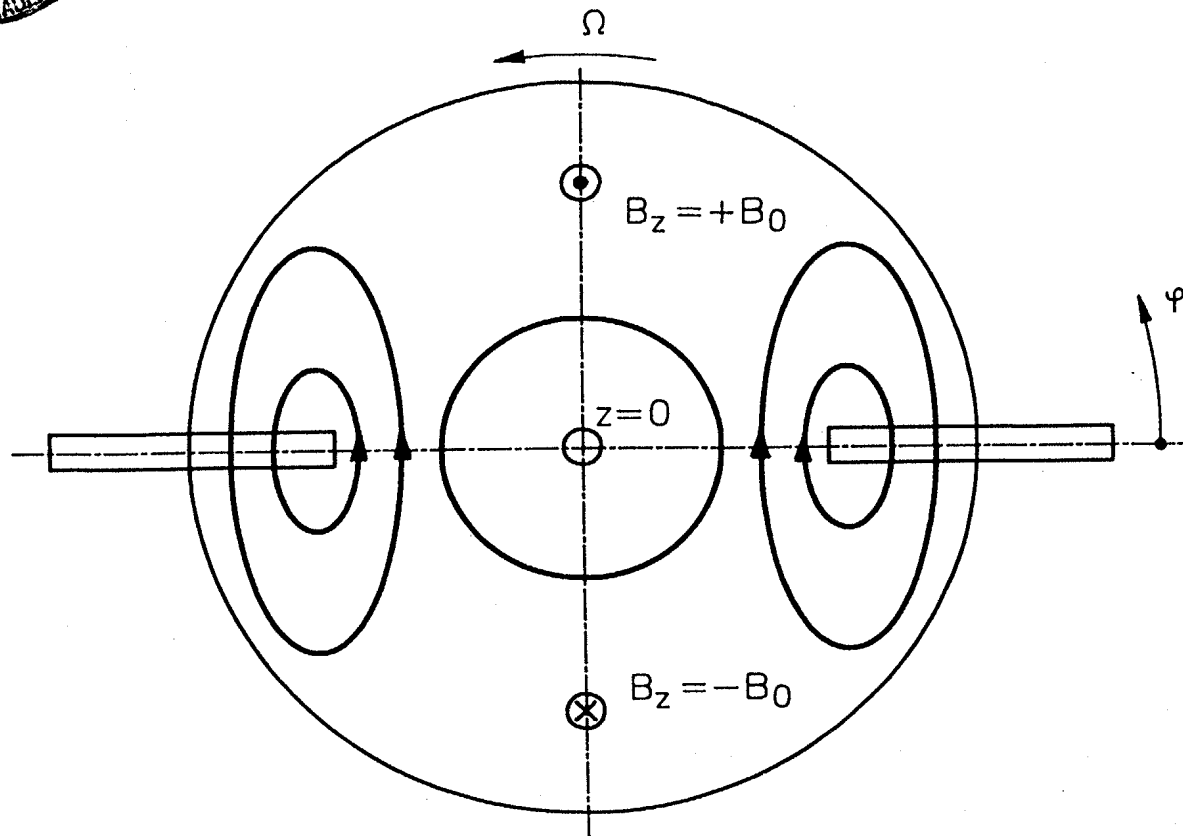
Die genannten Wirbelströme erzeugen nun ihrerseits einen magnetischen Fluß  $\Phi$ , der die Scheibe in Richtung von deren z-Achse (siehe Bild A4.3, Seite 116) durchsetzt. Teile dieses Flusses werden mit Hilfe zweier, auf Höhe der Halbgeraden ( $\varphi = 0, z = 0$ ) und auf Höhe der Halbgeraden ( $\varphi = \pi, z = 0$ ) angebrachter, weichmagnetischer Aufnehmerkerne erfaßt und durch sogenannte Aufnehmerspulen geführt (Bild A4.3). Diese durch die Aufnehmerspulen geführten Teile des magnetischen Flusses  $\Phi$  sind proportional zur Summe  $i_w$  der Wirbelströme (siehe Seite 114) und somit, bei zeitlich konstanter mechanischer Winkelgeschwindigkeit der Scheibe, gemäß Gleichung (A4.4) und Gleichung (A4.5) auch proportional zu  $\Omega$ .

Rückwirkungen des Flusses  $\Phi$  auf die Ausbildung der Wirbelströme treten erst bei höheren Drehzahlen nennenswert in Erscheinung und seien daher zunächst vernachlässigt.

Die in den Aufnehmerspulen bei einer Änderung des Flusses  $\Phi$  induzierten Teilspannungen  $u_{\alpha k}$  ( $k = 1, \dots, 4$ ) werden schließlich zu einer Summenspannung  $u_\alpha$  addiert:

$$u_\alpha = \sum_{k=1}^4 u_{\alpha k} \quad . \quad (A4.6)$$

Diese Summenspannung  $u_\alpha$  wird einem, im Aufnehmergehäuse integrierten Meßverstärker zugeführt, dort geeignet verstärkt und dann zur Regelelektronik weitergeleitet. Bild A4.4 vermittelt einen Eindruck vom Aufbau des praktisch ausgeführten Drehbeschleunigungsaufnehmers.



$$u_{\alpha} = \sum_{k=1}^4 u_{\alpha k}$$

**Bild A4.3** Anordnung der Aufnehmerkerne und der Aufnehmerspulen des Drehbeschleunigungsgebers relativ zu dessen Wirbelstromscheibe.

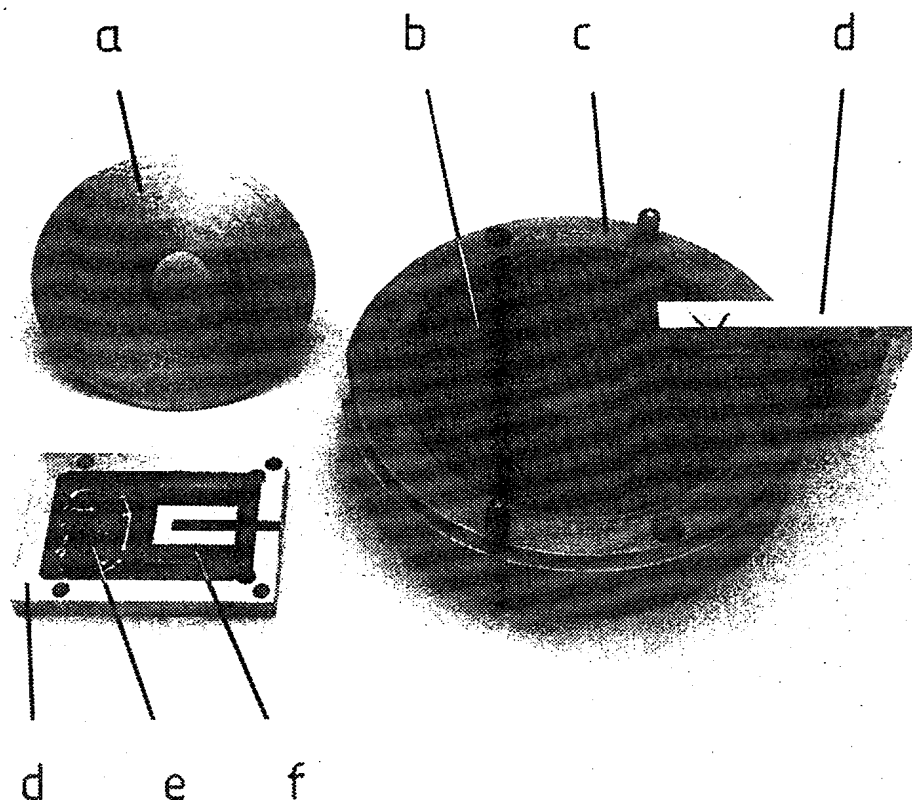
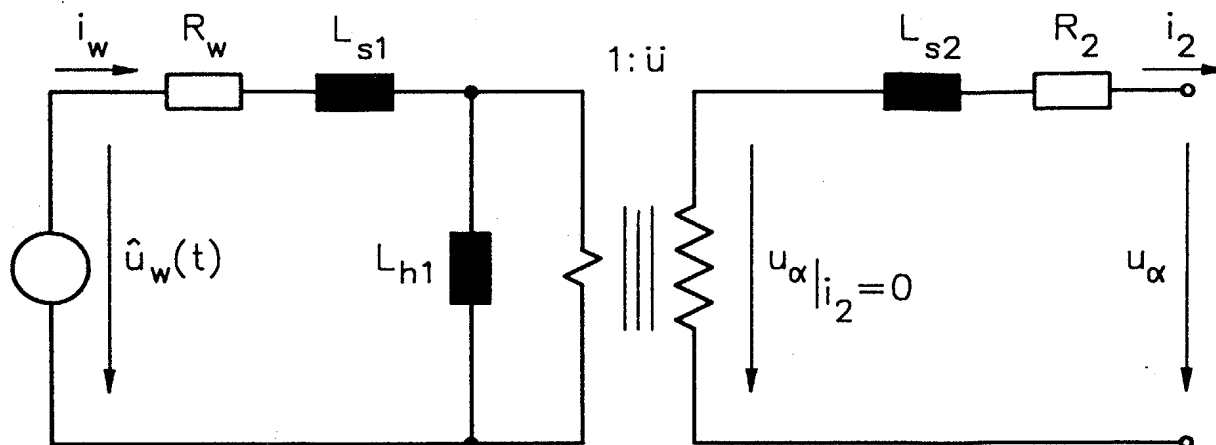


Bild A4.4 Komponenten des praktisch ausgeführten Drehbeschleunigungsaufnehmers:

- a) Wirbelstromscheibe;
- b) Permanentmagnete des Erregerkreises;
- c) Magnetischer Rückschluß des Erregerkreises;
- d) Meßaufnehmer;
- e) Meßverstärker;
- f) Aufnehmerkern und Aufnehmerspule.

#### A4.2 Übertragungsverhalten

Entsprechend der bisher gegebenen Funktionserläuterung wird das Übertragungsverhalten des vollständigen Drehbeschleunigungsaufnehmers im interessierenden Frequenzbereich durch das in Bild A4.5 dargestellte Ersatzschaltbild beschrieben.



**Bild A4.5** Ersatzschaltbild zur Beschreibung des Übertragungsverhaltens des Drehbeschleunigungsaufnehmers im interessierenden Frequenzbereich.

Aus diesem Ersatzschaltbild ergibt sich unter Berücksichtigung der Gleichung (A4.4) (Seite 113) sowie des Zusammenhangs

$$\underline{\alpha} = p \cdot \underline{\Omega} \quad (\text{A4.7})$$

für das Meßsignal  $u_\alpha$  die Beziehung

$$\underline{u}_\alpha \Big|_{i_2=0} = \ddot{u} \cdot \frac{L_{h1}}{L_{h1} + L_{s1}} \cdot B_0 \cdot (\rho_2^2 - \rho_1^2) \cdot T_m \cdot \frac{\underline{\alpha}}{1 + p \cdot T_m} \quad (\text{A4.8})$$

mit 
$$T_m = \frac{L_{h1} + L_{s1}}{R_w} .$$

Anhand dieser Gleichung (A4.8) können nun einige qualitative Feststellungen zum Übertragungsverhalten des Drehbeschleunigungsaufnehmers getroffen werden.

#### a) Grenzfrequenz

Der Aufnehmer verhält sich dynamisch wie ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit der Zeitkonstante  $T_m$ . Die 3dB-Grenzfrequenz des Aufnehmers ergibt sich zu

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{T_m} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{R_w}{L_{h1} + L_{s1}} . \quad (\text{A4.9})$$

Sie nimmt also zu mit steigendem spezifischem Widerstand der Wirbelstromscheibe sowie mit steigender Luftspaltweite der beiden magnetischen Aufnehmerkreise und sinkt mit wachsender Scheibendicke.

b) Übertragungsfaktor

Der Übertragungsfaktor  $K_\alpha$  folgt aus Gleichung (A4.8) zu

$$K_\alpha = \frac{|u_\alpha|}{|\alpha|} \bigg|_{\substack{i_2=0 \\ p=j\omega \rightarrow 0}} = \ddot{u} \cdot \frac{L_{h1}}{L_{h1} + L_{s1}} \cdot B_0 \cdot (\rho_2^2 - \rho_1^2) \cdot T_m . \quad (A4.10)$$

Praktische Erfahrungen mit dem Demonstrationsantrieb haben gezeigt, daß im Hinblick auf einen ausreichend großen Signal-Rauschabstand einerseits und einen geringen Temperaturgang andererseits der Optimierung des Übertragungsfaktors  $K_\alpha$  eine zentrale Bedeutung zukommt. Daher soll diese Gleichung (A4.10) noch etwas näher erörtert werden.

- Der Übertragungsfaktor  $K_\alpha$  ist zur Meßzeitkonstanten  $T_m$  proportional. Eine Anhebung von  $K_\alpha$ , z.B. mittels einer Vergrößerung der Scheibendicke, hat also eine abnehmende Grenzfrequenz  $f_g$  des Aufnehmers im Gefolge. Daher ist bei der Festlegung der Scheibendicke, der Luftspaltweite der beiden magnetischen Aufnehmerkreise sowie des Materials der Wirbelstromscheibe stets ein Kompromiß zu schließen zwischen einem möglichst großen Nutzsignal und einer möglichst hohen Grenzfrequenz.
- $K_\alpha$  ist zum anderen proportional zum Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  des Transformators in der Ersatzdarstellung gemäß Bild A4.5. Eine Erhöhung der Windungszahl der Aufnehmerspulen ist aber wegen der damit verbundenen Erhöhung der Wicklungskapazitäten nur beschränkt sinnvoll. Diese Wicklungskapazitäten bilden nämlich zusammen mit den Induktivitäten des Transformators einen Schwingkreis, dessen Resonanzfrequenz oberhalb des interessierenden Frequenzbereichs liegen muß.
- Ein möglichst großer Koppelgrad  $L_{h1}/(L_{h1} + L_{s1})$  kann durch eine geeignete Platzierung der Aufnehmerkreise über den Zen-

tren  $P$  und  $P'$  der Wirbelstrombahnen (Bild A4.2) erreicht werden. Beim Modellantrieb wurde diese Platzierung auf experimentellem Weg feinoptimiert.

- Der Übertragungsfaktor  $K_\alpha$  ist selbstverständlich zur Induktion  $B_0$  des Erregerfelds proportional. Bei einer aktiven Erregung mit Hilfe von Spulen würde die Sättigungsinduktion der zur Führung des Erregerflusses erforderlichen weichmagnetischen Materialien eine obere Grenze für  $B_0$  darstellen. Wenn für die Erregung jedoch Permanentmagnete eingesetzt werden und aus Aufwandsgründen keine Flußkonzentration vermöge einer Wahl unterschiedlicher Luftspalt- und Magnetflächen erfolgt, bildet die Remanenzinduktion dieser Magnete eine natürliche obere Grenze für die Induktion des Erregerfelds. Beim praktisch gebauten Aufnehmer wurden zur Erzeugung des Erregerflusses kunststoffgebundene Seltene-Erden/Kobalt-Magnete eingesetzt. Sie weisen eine beachtliche Energiedichte von ca.  $60 \text{ kJ/m}^3$  auf. Des weiteren verhindert ihr großer, spezifischer elektrischer Widerstand von ca.  $1 \cdot 10^{-6} \Omega \text{m}$  weitgehend die Ausbildung von unerwünschten Wirbelströmen. Außerdem besitzen sie eine hohe Curietemperatur sowie eine sehr große Koerzitivfeldstärke und sind daher temperaturstabil und unempfindlich gegenüber hohen, entmagnetisierend wirkenden Durchflutungen. Darüberhinaus können sie in spanabhebender Form leicht bearbeitet werden.

Eine aktive Erregung mit Hilfe von Spulen würde demgegenüber verschiedene Nachteile aufweisen. Zum ersten führt sie zu einem deutlich komplizierteren mechanischen Aufbau des Aufnehmers. Zum zweiten bringt die in den Erregerspulen umgesetzte Verlustleistung eine zusätzliche thermische Belastung der Maschine mit sich. Zum dritten bedeutet schließlich die Bereitstellung des erforderlichen Erregerstroms einen nicht unerheblichen Aufwand.

- Die geometrischen Daten  $\rho_1$  und  $\rho_2$  der Scheibe werden üblicherweise durch mechanische Randbedingungen weitgehend festgelegt und sind daher für eine Optimierung des Übertragungsfaktors  $K_\alpha$  meist nicht verfügbar.



c) Temperaturkoeffizient des Übertragungsfaktors

Die elektrische Leitfähigkeit der aus Aluminium hergestellten Wirbelstromscheibe ändert sich mit deren Temperatur. Daraus resultiert ein Temperaturkoeffizient des Übertragungsfaktors  $K_\alpha$  in Höhe von  $-3,8 \cdot 10^{-3}$  1/K. Eine Temperaturerhöhung der Scheibe um 10 K führt also bereits zu einer Abnahme des Übertragungsfaktors  $K_\alpha$  um 3,8 %. Erfreulicherweise hatte diese Temperaturabhängigkeit des Übertragungsfaktors  $K_\alpha$  aber noch keinen merklichen negativen Einfluß auf die unterlagerte Zweipunktregelung für die Drehbeschleunigung  $\alpha$  des Maschinenrotors. Wird am gemessenen Drehbeschleunigungssignal  $u_\alpha$  allerdings ein Beobachter für die Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  und den Drehwinkel  $\varepsilon$  des Rotors orientiert, so wird die Qualität von dessen 'beobachteten' Ausgangssignalen aber bereits nennenswert gemindert.

Der Temperaturkoeffizient des Übertragungsfaktors  $K_\alpha$  könnte zwar durch den Einsatz einer Wirbelstromscheibe aus Manganin auf Werte unter  $2 \cdot 10^{-5}$  1/K gesenkt werden; die damit einhergehende Abnahme des Übertragungsfaktors  $K_\alpha$  infolge des um den Faktor 15 größeren spezifischen Widerstands von Manganin konnte aber auch durch eine weitere Optimierung des Aufnehmers nicht in zufriedenstellender Weise kompensiert werden. Es bleibt daher weiteren Untersuchungen vorbehalten, eine Verringerung des in Rede stehenden Temperaturkoeffizienten bei möglichst geringem Verlust an Nutzsignalausbeute anzustreben.

d) Parasitäre Effekte

Das dynamische Verhalten des Drehbeschleunigungsaufnehmers wird noch durch die im folgenden beschriebenen Effekte beeinträchtigt. Sie haben im vorliegend interessierenden Frequenzbereich der Drehbeschleunigung sowie im vorliegend interessierenden Drehzahlbereich der Maschine aber noch keine praktische Bedeutung. Sie werden also lediglich der Vollständigkeit halber erwähnt.

- Aufgrund von Rückwirkungen des durch die Wirbelströme hervorgerufenen Magnetfelds kommt es mit steigender mechanischer Winkelgeschwindigkeit der Wirbelstromscheibe zu einer Schwächung des magnetischen Erregerfelds. Der Übertragungsfaktor

$K_\alpha$  nimmt daher mit steigender Drehzahl ab. Aufgrund der kleinen differentiellen Permeabilität der Permanentmagnete manifestiert sich dieser Effekt beim Demonstrationsantrieb aber erst bei Drehzahlen oberhalb von  $2000 \cdot 1/\text{min}$  in nennenswertem Maße. Die Abnahme des Übertragungsfaktors  $K_\alpha$  beträgt bei einer Drehzahl von  $2000 \cdot 1/\text{min}$  gegenüber seinem Wert bei stillstehender Maschine lediglich ca. 1.5 %.

- Das magnetische Feld der Wirbelströme erzeugt bei Beschleunigungsvorgängen in jenen Teilen der Permanentmagnete, welche der Wirbelstromscheibe benachbart sind, ebenfalls Wirbelströme, die bei konstanter Drehzahl dann wieder abklingen. Dies führt zu einer weiteren tiefpaßähnlichen Frequenzabhängigkeit der Übertragungsfunktion des Aufnehmers. Da bei der Auswahl der Permanentmagnete aber bewußt auf eine sehr kleine elektrische Leitfähigkeit geachtet wurde (vgl. Seite 120), wirkt sich dieser Effekt im hier relevanten Frequenzbereich der Wirbelströme noch nicht aus.

#### A4.3 Kenndaten des Drehbeschleunigungsaufnehmers

In Tabelle A4.1 sind die wichtigsten Kenndaten des im Demonstrationsantrieb eingesetzten Aufnehmers zusammengestellt.

<u>Übertragungsverhalten:</u>	
Übertragungsfaktor	$6 \mu\text{V}/(\text{rad/s}^2)$
Meßzeitkonstante $T_m$	$130 \mu\text{s}$
Temperaturkoeffizient des Übertragungsfaktors	$-0.0038 \text{ 1/K}$
Linearitätsfehler bei $2000 \cdot 1/\text{min}$	$1.5 \%$
<u>Magnetischer Erregerkreis:</u>	
Luftspalt	$2 \text{ mm}$
Luftspaltinduktion	$500 \text{ mT}$
<u>Magnetischer Aufnehmerkreis:</u>	
Luftspalt	$2 \text{ mm}$
Windungszahl einer Teilspule	$200$

<u>Wirbelstromscheibe:</u>	
Außenradius $\rho_2$	35 mm
Bohrungsradius $\rho_1$	15 mm
Dicke	0.5 mm
Material	Aluminium

Tabelle A4.1 Kenndaten des Drehbeschleunigungsaufnehmers.

#### A5 Daten der Synchronmaschine

In der nachstehenden Tabelle A5.1 sind die Daten jener Synchronmaschine aufgeführt, die im Demonstrationsantrieb für Drehfeldmaschinen mit unterlagerter Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors (Abschnitt 10, Seite 97) verwendet wurde.

Nenndrehmoment	$M_N$	=	14 Nm
Spitzendrehmoment	$M_{\max}$	=	56 Nm
Nennstrom	$I_N$	=	7.4 A
Spannungskonstante	$K_u$	=	67 V/(1000 min <sup>-1</sup> )
Polpaarzahl	$z_p$	=	3
Nenndrehzahl	$n_N$	=	1200 min <sup>-1</sup>
Wirkungsgrad	$\eta_N$	=	88 %
Ständerstreuinduktivität pro Strang	$L_\sigma$	=	12 mH
Ständerwiderstand pro Strang	$R_1$	=	1.1 $\Omega$
Rotorträgheitsmoment	$J_r$	=	29.6 kg·cm <sup>2</sup>

Tabelle A5.1 Daten der Synchronmaschine, die im Demonstrationsantrieb für Drehfeldmaschinen mit unterlagerter Regelschleife für die Drehbeschleunigung des Maschinenrotors (Abschnitt 10, Seite 97) verwendet wurde.

## Literatur

- [1] Henneberger, G. Servoantriebe für Werkzeugmaschinen und Roboter, Stand der Technik, Entwicklungstendenzen.  
Elektroniker Nr. 5, 1988, S.101-107.
- [2] Boehringer, A. Einstellung der Schaltzustände in Stellgliedern der Leistungselektronik durch den unmittelbar gewünschten Effekt.  
etzArchiv, Bd. 11 (1989), H.12.
- [3] Schwarz, B. Beiträge zu reaktionsschnellen und hochgenauen Drehstrompositioniersystemen.  
Dissertation Universität Stuttgart, 1986.
- [4] Leonhard, W. Elektrische Regelantriebe für den Maschinenbau  
Stand der Technik, Entwicklungstendenzen.  
VDI-Zeitschrift (1981) Nr.10.
- [5] Leonhard, W. Einführung in die Regelungstechnik  
Lineare Regelvorgänge.  
Braunschweig: Vieweg, 1972.
- [6] Leonhard, A. Die selbsttätige Regelung.  
3. Auflage, Berlin: Springer, 1962.
- [7] Boehringer, A. Das Beobachterprinzip.  
Technische Akademie Esslingen  
Lehrgang Nr. 4779/07.54  
Moderne angewandte Regelungstechnik.  
November 1980.
- [8] Boehringer, A.; Brugger, F. Transformatorlose Transistor-Pulsumrichter mit Ausgangsleistungen bis 50 kVA.  
Elektrotechnik u. Maschinenbau, 1979, H.12.

- [9] Boehringer, A.; Knöll, H. Transistorschalter im Bereich hoher Leistungen und Frequenzen. etz, Bd.100 (1979), H.12.
- [10] Würslin, R. Pulsumrichter gespeister Asynchronmaschinenantrieb mit hoher Taktfrequenz und sehr großem Feldschwäcbereich. Dissertation Universität Stuttgart, 1984.
- [11] Boehringer, A.; Haußmann, S. Ausbildung eines echten Integralverhaltens und Herleitung des äquivalenten Reglers. Technische Akademie Esslingen  
Lehrgang Nr. 4779/07.54  
Moderne angewandte Regelungstechnik.  
November 1980.
- [12] Leonhard, W. Einführung in die Regelungstechnik. Braunschweig: Vieweg, 1992.
- [13] Boehringer, A.; Brügger, F. Regelsysteme mit Rückführung eines vollständigen Satzes von Zustandsvariablen. Technische Akademie Esslingen  
Lehrgang Nr. 4779/07.54  
Moderne angewandte Regelungstechnik.  
November 1980.
- [14] Unbehauen, H. Regelungstechnik. Braunschweig: Vieweg, 1989.
- [15] Luenberger, D.G. Introduction to Dynamic Systems. New York: John Wiley & Sons, 1979.
- [16] Möbus, D. Methoden zur Optimierung von Schaltungen und zur Lösung nichtlinearer Differentialgleichungen. Dissertation Universität Stuttgart, 1990.

- [17] N.N.                   DIN 19236  
                          Optimierung.  
                          Berlin: Beuth-Verlag, 1977.
- [18] von Basel, C.       Elektrische Drehbeschleunigungsmesser.  
                          ATM, J 163-4, (1964), S.113-116.
- [19] Denne, A.;           Aufnehmer zur Messung schnellveränder-  
      Rausch, H.;       licher Drehbeschleunigungen und Dreh-  
      Frieese, W.       momente.  
                          Technisches Messen 48, (1981), H.10,  
                          S.339-342.
- [20] Zypkin, J.S.       Theorie der Relaissysteme der automati-  
                          schen Regelung.  
                          München: Oldenbourg, 1958.
- [21] Föllinger, O.       Regelungstechnik.  
                          Berlin: Elitera-Verlag, 1972.
- [22] Ernst, D.;           Industrieelektronik.  
      Ströhle, D.       Berlin: Springer, 1973.
- [23] Ackermann, J.       Abtastregelung, Band I: Analyse und  
                          Synthese.  
                          Berlin: Springer, 1983.
- [24] Roth-Stielow, J.   Beiträge zu Pulsumrichtersystemen großer  
                          Leistung mit nahezu sinusförmigen Aus-  
                          gangsströmen hoher Frequenz.  
                          Dissertation Universität Stuttgart, 1991.

Lebenslauf

**Persönliches:** Herbert Gambach  
geb. am 2. September 1960 in Wangen i.A.  
Eltern: Max Gambach, Landwirt  
und Mina Gambach, geb. Mangler  
Ehefrau: Margret Gambach, geb. Pfleghar

**Schulbildung:** 1967 - 1971 Grundschule Kißlegg  
1971 - 1977 Realschule Kißlegg  
1977 - 1980 Technisches Gymnasium Leutkirch  
Reifezeugnis vom 13. Juni 1980

**Wehrdienst:** 1. Juli 1980 - 30. September 1981

**Studium:** Wintersemester 1981/82 bis Wintersemester  
1986/87 - Elektrotechnik an der Universität  
Stuttgart  
Diplomzeugnis vom 20. Februar 1987

**Praktikum:** 1982 bei der Firma AKO-Werke GmbH & Co.  
in Wangen i.A.  
1985 bei der Firma RAFI GmbH & Co.  
in Berg bei Ravensburg

**Berufstätigkeit:** Seit April 1987 wissenschaftlicher Mitarbeiter  
und seit Oktober 1991 wissenschaftlicher Assi-  
stent bei Prof. Dr.-Ing. habil. A. Boehringer  
am Institut für Leistungselektronik und Anlagen-  
technik der Universität Stuttgart